



Universidad
Carlos III de Madrid

Grado en ingeniería electrónica industrial y automática

TRABAJO FIN DE GRADO

Receptor superregenerativo para la banda de FM

Autor:

Domingo Fernández Palomar

Tutor:

Luis Hernández Corporales

Junio 2016

Las actitudes son más importantes que las aptitudes.

Winston Churchill

Agradecimientos a mis padres, por todos sus esfuerzos y apoyo incondicional.

A mi hermano, por haberme aconsejado desde la experiencia.

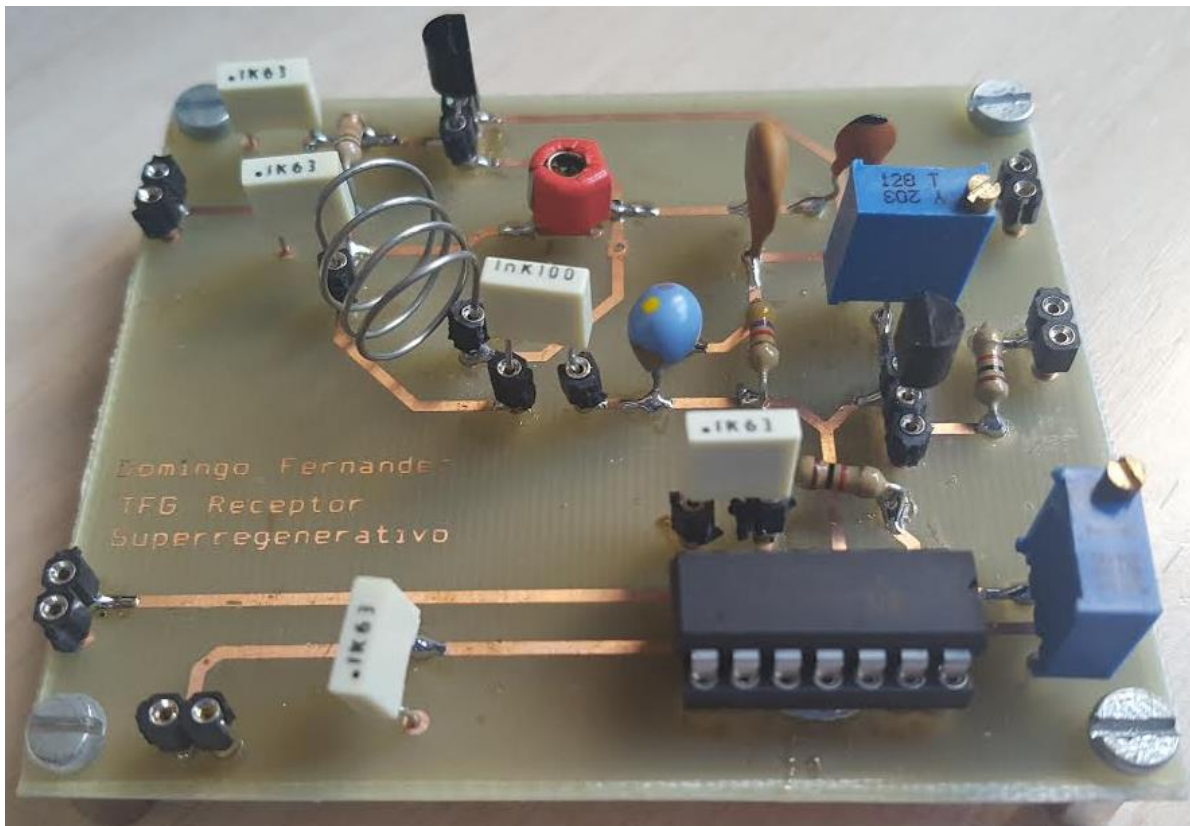
A los amigos con los que siempre puedo contar.

A mis compañeros, por ese impulso siempre que ha sido necesario.

A Luis, por su ayuda en este último tramo.

Resumen:

En este trabajo de fin de grado se aborda la construcción de un receptor de radio. El receptor se basa en un oscilador LC operado discontinuamente con una señal de disparo. El oscilador arranca usando como condición inicial la señal recibida por la antena (principio superregenerativo). Se ha utilizado un programa para la simulación del comportamiento del circuito electrónico (LTspice) y otro programa para el diseño de la placa de circuito impreso (OrCAD). Posteriormente se ha montado sobre el circuito impreso y medido en el laboratorio con resultados satisfactorios.



ÍNDICE GENERAL

1.- Introducción.....	14
1.1.- Objetivo del TFG.....	15
1.2.- Introducción a los tipos de receptores.....	17
1.2.1.- Superregenerativo.....	17
1.2.1.1.- Introducción histórica.....	17
1.2.1.2.- Introducción a la recepción.....	19
1.2.1.3.- Base del funcionamiento.....	22
1.2.2.- Heterodino/Superheterodino.....	25
1.2.2.1.- Introducción histórica.....	25
1.2.2.2.- Base del funcionamiento	25
1.3.- El receptor superregenerativo.....	29
1.3.1.- Oscilador.....	29
1.3.1.1.- El lazo de retroalimentación de un oscilador.....	29
1.3.1.2.- El criterio de oscilación.....	30
1.3.1.3.- Control no lineal de amplitud.....	32
1.3.2.- Oscilador LC.....	33
1.3.2.1.- Osciladores LC sintonizados.....	33
1.3.3.- Arranque y parada del oscilador.....	35
1.4.- Aplicaciones.....	37
2.- Diseño del sistema.....	39
2.1.- Diseño de un oscilador Colpitts.....	40
2.1.1.- Ecuaciones.....	40
2.1.2.- Simulación con LTspice IV.....	43
2.1.3.- Circuito de “Quenching”.....	47
2.1.4.- Circuito de salida de audio.....	52

3.- Diseño del circuito.....	53
3.1.- Esquema.....	54
3.2.- Cálculos técnicos del oscilador.....	61
3.3.- Simulación del LTspice con la entrada de la onda cuadrada.....	64
3.4.- Elección del transistor.....	66
3.5.- Simulación de recepción de una señal.....	68
4.- Construcción y pruebas.....	69
4.1.- Diseño PCB.....	70
4.2.- Fotografía circuito montado.....	73
4.3.- Banco de pruebas.....	74
4.4.- Medidas osciloscopio.....	77
4.5.- Comparación con las simulaciones.....	81
5.- Conclusiones y mejoras.....	84
5.1.- Conclusiones.....	85
5.2.- Mejoras.....	86
6.- Planificación.....	87
7.- Presupuesto.....	89
8.- Bibliografía.....	92
9.- Normativa.....	95
10.- Anexos.....	97
10.1.- Planos.....	98
10.2.- Hoja de los transistores y del operacional.....	99
10.2.1.- BC547C.....	99
10.2.2.- 2N2369A.....	101
10.2.3.- BF494.....	104
10.2.4.- LM324N.....	106

ÍNDICE DE FIGURAS

- Figura 1. Detector superregenerativo de la década de 1940.....	18
- Figura 2. Esquema de bloques de receptor superregenerativo.....	20
- Figura 3. Esquema de un oscilador Colpitts.....	22
- Figura 4.1. Oscilador en autooscilación (simulación de 120 μ s).....	23
- Figura 4.2. Oscilador en autooscilación (simulación de 120 ns).....	23
- Figura 5.1. Oscilador con los bloqueos del TRT de RF (simulación de 120 μ s).....	23
- Figura 5.2. Oscilador con los bloqueos del TRT de RF (ampliación de un solo ciclo de trabajo). La señal verde es la tensión de colector, y la azul la corriente de colector.....	24
- Figura 6. Esquema de bloques receptor superheterodino.....	26
- Figura 7. Esquema de ejemplo receptor heterodino.....	27
- Figura 8. Esquema de bloques de receptor de doble conversión.....	28
- Figura 9. Esquema bloques de un oscilador.....	29
- Figura 10. Gráfica de dependencia de la estabilidad de frecuencia de un oscilador.....	31
- Figura 11. Dos configuraciones de osciladores LC sintonizados: a) Colpitts; b) Hartley.....	33
- Figura 12. Mando control remoto (circuito superregenerativo).....	37
- Figura 13. Esquema simplificado oscilador Colpitts.....	40
- Figura 14. Configuración circuito oscilador Colpitts.....	40
- Figura 15. Circuito equivalente oscilador Colpitts.....	41
- Figura 16. Esquema del oscilador Colpitts del TFG.....	43
- Figura 17. Tensión en el colector del transistor de RF.....	44
- Figura 18.1. Frecuencia a la que trabaja el TRT en función del valor de C2.....	45
- Figura 18.2. Frecuencia a la que trabaja el TRT en función del valor de C2.....	45
- Figura 19. Simulación alternativa para representar la frecuencia de trabajo del TRT.....	46
- Figura 20. Esquema oscilador Colpitts con entrada de señal de bloqueo.....	47
- Figura 21. Esquema oscilador Colpitts con el condensador Cbloq.....	48
- Figura 22. Simulación señales en tres puntos del circuito (Verde \rightarrow voltaje en la base de Q1; Azul \rightarrow voltaje en el colector de Q1; Rojo \rightarrow tensión en R3).....	49
- Figura 23. Simulación señales en dos puntos del circuito (Rojo \rightarrow tensión en R3; Azul claro \rightarrow corriente en el colector de Q1).....	49
- Figura 24. Esquemático oscilador Colpitts con entrada de señal cuadrada.....	50
- Figura 25. Esquemático del circuito de salida de audio.....	52
- Figura 26. Esquemático del circuito completo, con la generación de la señal de la onda cuadrada.....	54
- Figura 27. Izquierda: bobina construida con hilo de cobre y núcleo de aire. Derecha: condensador variable (o <i>trimmer</i>).....	55
- Figura 28. Potenciómetro multivuelta.....	57

- Figura 29. Esquema del amplificador LM324N.....	58
- Figura 30. Configuración no inversora amplificador operacional.....	58
- Figura 31. Configuración filtro paso bajo.....	59
- Figura 32. Configuración <i>buffer</i> AO.....	60
- Figura 33. Dimensiones de una bobina de núcleo de aire.....	62
- Figura 34. Subdivisión 1 del esquemático del circuito completo.....	64
- Figura 35. Simulación en puntos 1 (Verde → voltaje en el colector de Q1), 2 (Azul → onda cuadrada (V3)) y 3 (Rojo → voltaje en R3).....	65
- Figura 36. Representación transistor BJT NPN.....	66
- Figura 37. Transistores a)BC547C b)2N2369A c)BF494.....	67
- Figura 38. Subdivisión 2 del esquemático del circuito completo.....	68
- Figura 39. Señal a la salida del circuito completo.....	68
- Figura 40. PCB con todas las capas activadas en OrCAD Layout.....	71
- Figura 41. Fotolito capa “TOP” de la PCB.....	72
- Figura 42. Fotolito capa “BOTTOM” de la PCB.....	72
- Figura 43. Fotografía de la placa con los componentes, señalando donde se deben realizar las conexiones.....	73
- Figura 44. Fuente de alimentación FAC-662B de PROMAX.....	74
- Figura 45. Dos pilas de 4,5V en serie.....	75
- Figura 46. FG3C Function Generator (Wavetek Meterman).....	75
- Figura 47. Osciloscopio TDS 1012B, Tektronix.....	76
- Figura 48. Altavoz X-mini.....	76
- Figura 49. Esquema del circuito completo señalando cuatro puntos.....	77
- Figura 50. Señal en el punto 1 (oscilador sin el generador de onda cuadrada).....	78
- Figura 51. Señal en el punto 1 (CH1) y en el punto 3 (CH2).....	78
- Figura 52. Señal en el punto 2 (CH1) y en el punto 3 (CH2).....	79
- Figura 53. Señal en el punto 4 (CH1) y en el punto 3 (CH2).....	80
- Figura 54. Señal simulada del oscilador.....	81
- Figura 55. Señal oscilador real.....	81
- Figura 56. Comparación entre señal simulada y experimental en el punto 1.....	82
- Figura 57. Comparación entre señal simulada y experimental en el punto 2.....	82
- Figura 58. Comparación entre señal simulada y experimental en el punto 4.....	83
- Figura 59. Gráfico de planificación.....	88

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Resumen de los rangos de frecuencias.....	15
Tabla 2. Valores para ajuste de la bobina L1 para diversas bandas de VHF.....	56
Tabla 3. Presupuesto de materiales.....	90
Tabla 4. Presupuesto de personal.....	91
Tabla 5. Presupuesto total.....	91
Tabla 6. Atribución de frecuencias.....	96

ACRÓNIMOS

Acrónimo	Significado
TFG	Trabajo fin de grado
FM	Frecuencia modulada
AM	Amplitud modulada
VHF	<i>Very High Frequency</i> (muy alta frecuencia)
LC	Bobina-condensador
RF	Radiofrecuencia
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> (placa de circuito impreso)
TRT	Transistor
TRF	<i>Tuned Radio-Frequency</i> (radio sintonizada)
FI	Frecuencia intermedia
AGC	<i>Automatic Ganance Control</i> (control automático de ganancia)
RC	Resistencia-condensador
FET	Transistor de efecto de campo
BJT	Transistor bipolar
AO	Amplificador operacional

1.- Introducción

1.1.- Objetivo del TFG

Se trata del diseño y construcción de un receptor del tipo superregenerativo para la banda de FM (capaz de demodular señales moduladas en frecuencia). Este tipo de receptor se puede diseñar para captar señales de radiofrecuencia comprendidas entre 50 y 250 MHz, aunque el rango en un mismo diseño nunca podrá ser tan elevado. Habrá que decidir una frecuencia alrededor de la va a trabajar, aunque se podrá desplazar (en un rango de unos 20 MHz) mediante algunos elementos variables de los que dispondrá el circuito.

La banda del espectro electromagnético VHF ocupa el rango de frecuencias de 30 MHz a 300 MHz. Las estaciones emisoras en esta banda tienen menor cobertura que las que se encuentran en las ondas cortas. Cuando su frecuencia se aleja de los 30 MHz, la onda terrestre casi desaparece, por lo que dependerá principalmente de la onda aérea. La explicación de esto es que las ondas de radio VHF se propagan en línea recta, y no se reflejan en la ionosfera (la atraviesan). Debido a esta propagación, las emisoras en VHF colocan sus antenas en puntos elevados, como montañas o edificios, para cubrir el máximo área posible. El radio aproximado para obtener una buena señal es de 200 kilómetros. Hay que tener en cuenta que la señal dependerá de la altura de la antena, la potencia del transmisor, las cualidades del terreno y del aire, y principalmente de la calidad del sistema receptor.

Nombre	Abreviatura inglesa	Banda ITU	Frecuencias	Longitud de onda
			Inferior a 3 Hz	> 100.000 km
Extra baja frecuencia	ELF	1	3-30 Hz	100.000–10.000 km
Super baja frecuencia	SLF	2	30-300 Hz	10.000–1000 km
Ultra baja frecuencia	ULF	3	300–3000 Hz	1000–100 km
Muy baja frecuencia	VLF	4	3–30 kHz	100–10 km
Baja frecuencia	LF	5	30–300 kHz	10–1 km
Media frecuencia	MF	6	300–3000 kHz	1 km – 100 m
Alta frecuencia	HF	7	3–30 MHz	100–10 m
Muy alta frecuencia	VHF	8	30–300 MHz	10–1 m
Ultra alta frecuencia	UHF	9	300–3000 MHz	1 m – 100 mm
Super alta frecuencia	SHF	10	3-30 GHz	100-10 mm
Extra alta frecuencia	EHF	11	30-300 GHz	10–1 mm
			Por encima de los 300 GHz	< 1 mm

Tabla 1. Resumen de los rangos de frecuencias.

El circuito superregenerativo se puede construir con un bajo número de componentes, y su configuración no es demasiado complicada. Se necesita construir en una placa de circuito impresa, por lo que se realiza con un programa de diseño y se solicita su construcción a los técnicos de laboratorio de la universidad. Los componentes se pueden conseguir fácilmente, y el circuito sólo contará con un elemento autoconstruido, que se trata de una bobina de una inductancia muy baja (bobina de sintonía del circuito), y que por lo tanto se puede hacer con un cable enrollado con el número de espiras deseado para la inductancia requerida. Cuando se tienen todos los componentes y la placa, se procede al taladro de la placa y la soldadura de los componentes.

El receptor superregenerativo tiene una sensibilidad muy alta, que permite captar señales de radiofrecuencia elevadas. La gran desventaja de este receptor es que, al ser un diseño muy sencillo, la calidad del sonido no es buena (no reproduce con calidad las emisoras de radiodifusión FM). Se genera un fuerte ruido de fondo en ausencia de señal, que es el principal motivo para que no se utilice en la construcción de receptores comerciales.

El receptor cuenta con una etapa amplificadora de baja frecuencia, lo que permitirá la escucha con altavoz.

1.2.- Introducción a los tipos de receptores

1.2.1.- Superregenerativo

1.2.1.1.- Introducción histórica

El ser humano tiene la necesidad de comunicarse, por su naturaleza social. La palabra comunicación deriva del latín *communicare*, que significa “compartir algo, poner en común”. Por tanto, la comunicación es la actividad de intercambiar información entre dos o más participantes, con el fin de transmitir o recibir señales (sonidos, gestos, señas...) con la intención de dar a conocer un mensaje. Esto provocó grandes investigaciones con el objetivo de facilitar la velocidad de llegada de los mensajes y acercar espacios. De esta manera, la comunicación fue evolucionando, hasta llegar a la más sofisticada tecnología, que sigue avanzando cada día de una forma mayúscula.

Las primeras manifestaciones en la comunicación de la especie humana fueron la voz, las señales de humo y los dibujos pictóricos. Más adelante, al evolucionar, fue la escritura, elemento básico para el desarrollo de las culturas. Con el progreso de las civilizaciones y de las lenguas escritas, surgió la necesidad de comunicarse a distancia, al principio con mensajeros, y después con animales, como palomas mensajeras.

Más adelante, con el descubrimiento de la electricidad, surgieron grandes inventos que revolucionaron este concepto. En el año 1836, Samuel Finley Breese Morse inventó e instaló un sistema de telegrafía (lo que hoy se conoce como telégrafo). Thomas Edison, el 1874, desarrolló la telegrafía cuádruple, que permitía transmitir dos mensajes simultáneamente en ambos sentidos. Este fue un gran avance, pero no lograba comunicar la voz. Es entonces cuando surge el teléfono, inventado por Alexander Graham Bell, que consiguió la primera transmisión de la voz en 1876.

Los primeros sistemas telefónicos y telegráficos utilizaban cable para lograr la transmisión de mensajes. Con los avances en el estudio de la electricidad, el físico alemán Heinrich Hertz, en 1887 descubre las ondas electromagnéticas, estableciendo las bases para la telegrafía sin hilos.

El surgimiento de la electrónica en el siglo XX y el invento de los tubos al vacío, provocan grandes avances, y se inventa la radio. La primera emisión de radio se produjo en 1906 en los Estados Unidos, y en 1925 ya existían 600 emisoras de radio en todo el mundo.

El concepto de receptor superregenerativo fue introducido por Armstrong en el año 1920. La razón de su éxito durante la primera mitad del siglo XX fue que incluía un número mínimo de dispositivos activos requeridos (tubos de electrones de vacío), una alta ganancia de radiofrecuencia, y la capacidad de operar a frecuencias muy altas (RF).

En los años 40 se crearon receptores superregenerativos de 500 MHz con un oscilador superregenerativo, un transformador de acoplamiento de entrada, un condensador variable y un tubo detector. Aunque eran receptores grandes y difíciles de calibrar, el bajo número de componentes activos y la operación del dispositivo hacían que fuera un gran logro.

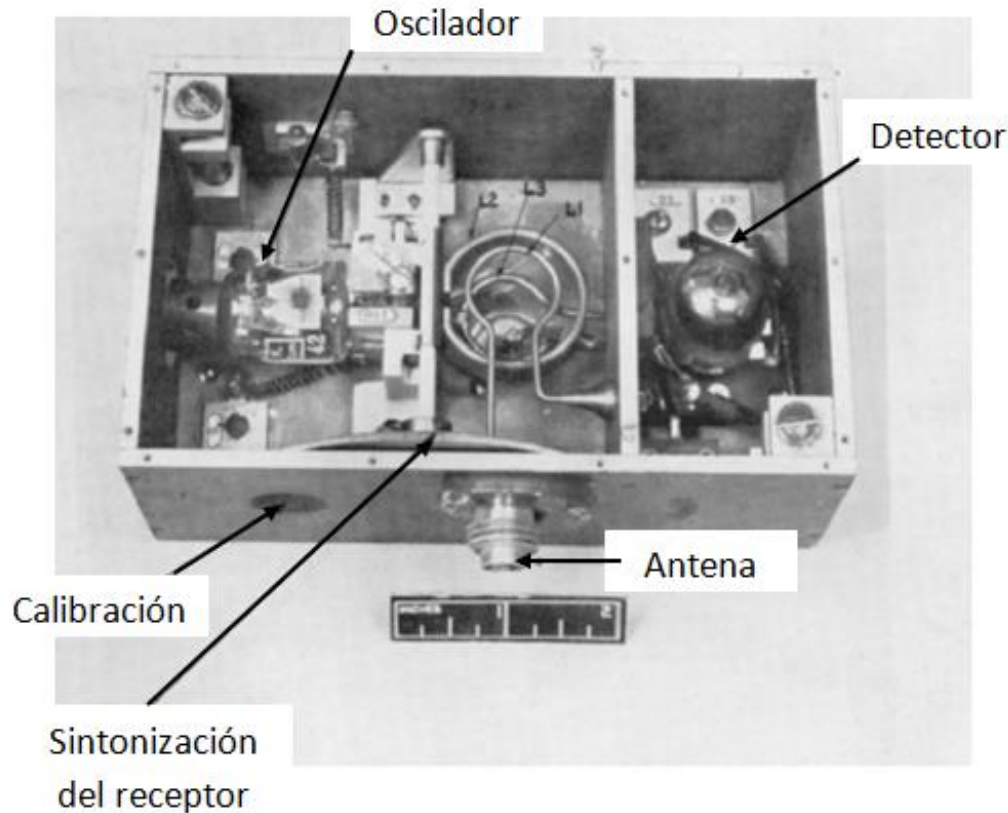


Figura 1. Detector superregenerativo de la década de 1940.

Fuente: libro *"Ultra-low power Wireless technologies for sensor networks"* (*ver bibliografía).

Las arquitecturas superheterodinas provocaron que el receptor superregenerativo quedara obsoleto a finales de 1950, debido a la antena re-radiación, la baja frecuencia espectral, la distorsión de la modulación analógica y la llegada de los transistores de bajo costo, que permitirían este tipo de arquitectura.

1.2.1.2.- Introducción a la recepción

En los primeros tiempos de la radio, el diseño del receptor superregenerativo era muy usado, aunque el circuito era muy distinto al que se presenta en este proyecto, ya que era construido usando válvulas. La fabricación de este diseño se redujo posteriormente debido a que, puesto que también actúa como transmisor, interfería en la recepción de radio de los alrededores. Esto también ocurre en el diseño de este proyecto.

El receptor superregenerativo consiste en un diseño que trabaja con dos frecuencias, una que es a la que funciona el oscilador (a través de un transistor de alta frecuencia), y otra frecuencia que es la que provoca los bloqueos del transistor citado anteriormente, para evitar que entre en autooscilación sostenida. Por lo tanto, se trata de un circuito oscilador de radiofrecuencia LC que ha sido modificado. El oscilador simple mantiene la amplitud de salida constante.

La alimentación del circuito debe ser muy estable, ya que el transistor de radiofrecuencia trabaja con una ganancia muy alta, y puede entrar en autooscilación de baja frecuencia debido a pequeñas realimentaciones a través de la alimentación. Cuando se produce este efecto, se escucha un fuerte ruido. Para evitar este fenómeno, se necesita una alimentación muy estable (en el proyecto, por ejemplo, se han utilizado dos pilas en serie de 4,5V para conseguir una alimentación estable a 9V) y condensadores de desacople para evitar eventuales oscilaciones parásitas.

Cuando el receptor se active, es más que probable que haya ruido en la salida. La frecuencia se podrá ajustar con el circuito de sintonía, que estará formado por una bobina autoconstruida y un condensador variable (*trimmer*). La bobina no estará soldada de manera fija en el circuito, sino que contará con pines para poder cambiarla, pero los ajustes de frecuencia se harán principalmente utilizando el condensador variable. Cuando se encuentra una estación FM el ruido se reduce en volumen o desaparece por completo. La afinación se debe ajustar de manera que quede justo en el borde de la banda ocupada por la señal transmitida.

Los receptores superregenerativos tienen una sensibilidad muy alta, que bien ajustados pueden recibir señales de aproximadamente 1 μV . Este valor de sensibilidad es comparable al de un sintonizador de radio superheterodino. El circuito tiene un ancho de banda bastante amplio. Cuando no tiene sintonizada ninguna estación o la señal es débil, presentará un fuerte soplo.

En la siguiente figura se puede observar el esquema de bloques de un receptor superregenerativo:

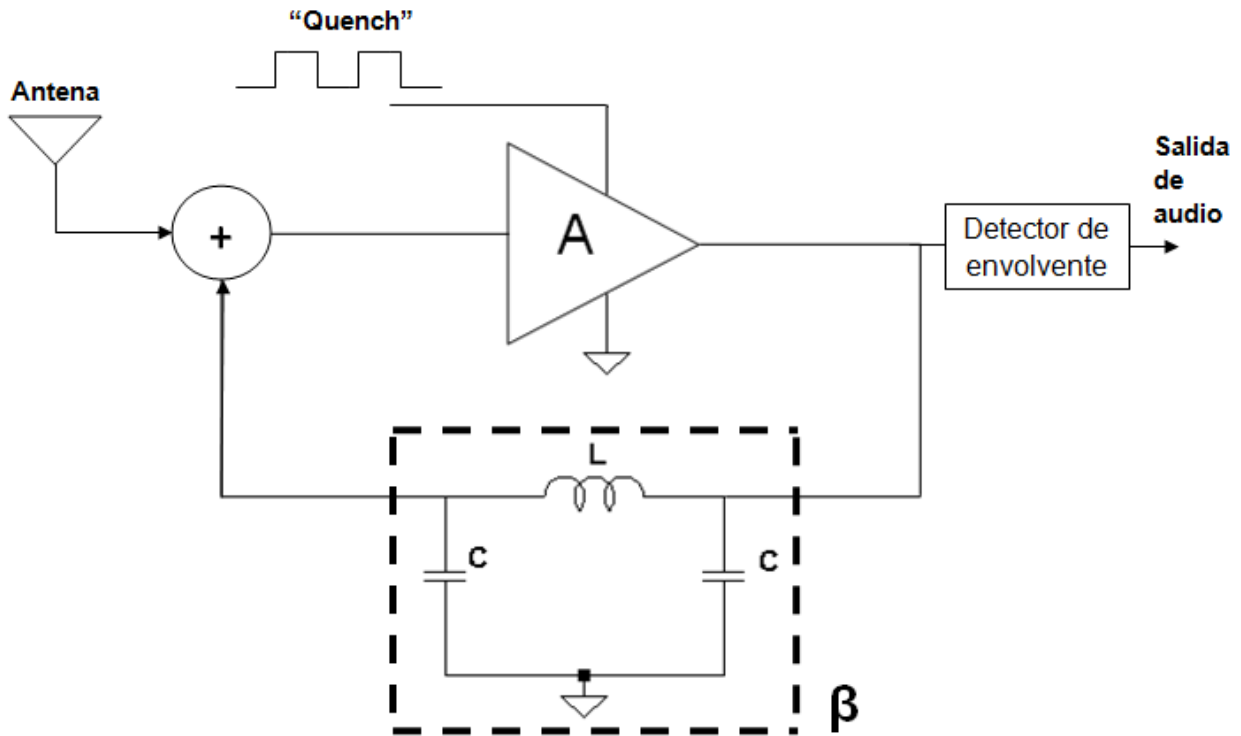


Figura 2. Esquema de bloques de receptor superregenerativo.

Está compuesto de un oscilador senoidal generalmente de tipo LC, que entra en la condición de oscilación de forma periódica con una onda cuadrada (señal de “*quenching*”). La señal recibida por la antena hace de condición inicial para el arranque de la oscilación. Si se recibe una señal en la frecuencia igual a la frecuencia a la que está sintonizado el oscilador, los ciclos de ésta ayudan al arranque de las oscilaciones del transistor de alta frecuencia, ya que se sincronizan. Una señal no modulada hace que el transistor genere una frecuencia de oscilación estable y sin ruido.

Lo positivo de este tipo de receptor es que puede demodular señales moduladas en amplitud y en frecuencia. Si se recibe una señal en la frecuencia sintonizada, esto ayudará a que la amplitud de las oscilaciones se produzcan más rápidamente cada vez, y la velocidad a la que el oscilador se inicia y se detiene (*quench frequency*) aumenta. Una señal de RF modulada da lugar a una *quench frequency* estable y poco ruido en la salida.

- Cuando la señal que se recibe está **modulada en amplitud (AM)**, las variaciones de amplitud de la señal recibida hacen variar el grado en el que la señal ayuda al estímulo de las oscilaciones del oscilador, lo cual se refleja en consumo, que varía siguiendo las variaciones de la envolvente de amplitud de la señal recibida. Estas

variaciones corresponden a la señal de audio moduladora de la señal de radio recibida, o lo que es lo mismo, se ha producido la demodulación en amplitud (AM) de la señal recibida. En conclusión, el receptor recibe y demodula señales de radio modulada en AM.

- Las **señales moduladas en FM** son de amplitud constante. Si se reciben señales moduladas en FM, para poder demodularlas, se sintoniza el receptor muy ligeramente desplazado de la frecuencia de la emisora recibida. En estas condiciones, la característica del circuito LC del oscilador hace que las señales recibidas estén en uno de los dos flancos de la curva, y las variaciones de frecuencia de la señal recibida harán que éstas sean transformadas en ligeras variaciones de amplitud (cuanto más se aproxime la frecuencia de la señal recibida a la frecuencia central del oscilador, mayor será la amplitud). Esto hace que la señal de FM recibida, que es de amplitud fija, se transforme en una señal de amplitud variable, donde las variaciones de amplitud se corresponden con las variaciones de frecuencia de la señal recibida, y por tanto con la señal de audio moduladora. La demodulación de la señal recibida es igual que la explicada para la demodulación de AM llegados a este punto.

Las señales que se captan en frecuencias alejadas de la oscilación del transistor, apenas las amplifica, por lo que no influyen en las oscilaciones del transistor, ya que no las demodula. Es decir, el receptor demodula las señales captadas cuyas frecuencias están dentro del rango de máxima amplificación del transistor, que son aquellas resonantes al circuito de sintonía formado por la bobina de sintonía y el condensador variable que se utiliza para variar la frecuencia de oscilación.

Una de las principales ventajas de un receptor superregenerativo es que todas las estaciones recibidas generan el mismo nivel de audio (tanto las señales débiles como las fuertes). Para lo que sí que es determinante la intensidad de la señal es para el ruido, ya que disminuye cuanto mayor es la intensidad de la señal, incluso llegando a desaparecer. Esto hace que el control de volumen no sea uno de los principales aspectos en los que hacer hincapié en este tipo de receptores, sino que se puede controlar desde el altavoz que se conecte al circuito directamente.

Un buen apantallamiento a tierra es esencial en un receptor de radio. Por este motivo, en la parte experimental de este trabajo de fin de grado se explicará que se ha utilizado la capa inferior ("BOTTOM") de la PCB únicamente para la masa, y la capa superior "TOP" para el resto de las conexiones del circuito.

La antena no debe ser muy larga, de lo contrario el circuito puede crear interferencias, al ser también un transmisor (las autooscilaciones que genera en su funcionamiento son radiadas por la propia antena), y porque es un circuito muy sensible y opera perfectamente utilizando unos 10 cm de cable para la antena. Los altavoces deben tener

una impedancia de al menos 400Ω . El circuito también puede trabajar con auriculares estéreo de 32Ω , pero la salida no es tan fuerte.

1.2.1.3.- Base del funcionamiento

El principio de funcionamiento del circuito superregenerativo consiste en aprovechar al máximo la capacidad de amplificación del transistor de alta frecuencia. Teóricamente, un amplificador de alta frecuencia puede amplificar casi mil veces la señal de radio presente en su entrada, pero para ello hay que conseguir que el transistor no llegue a entrar en oscilación. Para que el transistor no entre en autooscilación, se le hace funcionar por períodos breves de tiempo (bloqueado, activado, bloqueado y así sucesivamente). De esta forma el transistor no puede llegar a entrar en oscilación y se puede aprovechar casi al máximo su capacidad de amplificación.

Un receptor superregenerativo simple (como el implementado en este TFG) puede construirse con un solo transistor. Típicamente, el circuito que se emplea es el de la figura 4, que constituye un oscilador Colpitts basado en una configuración de base común. En la figura 5.2 se muestra la corriente de colector y la tensión de colector en un ciclo de trabajo (bloqueado, activado y bloqueado).

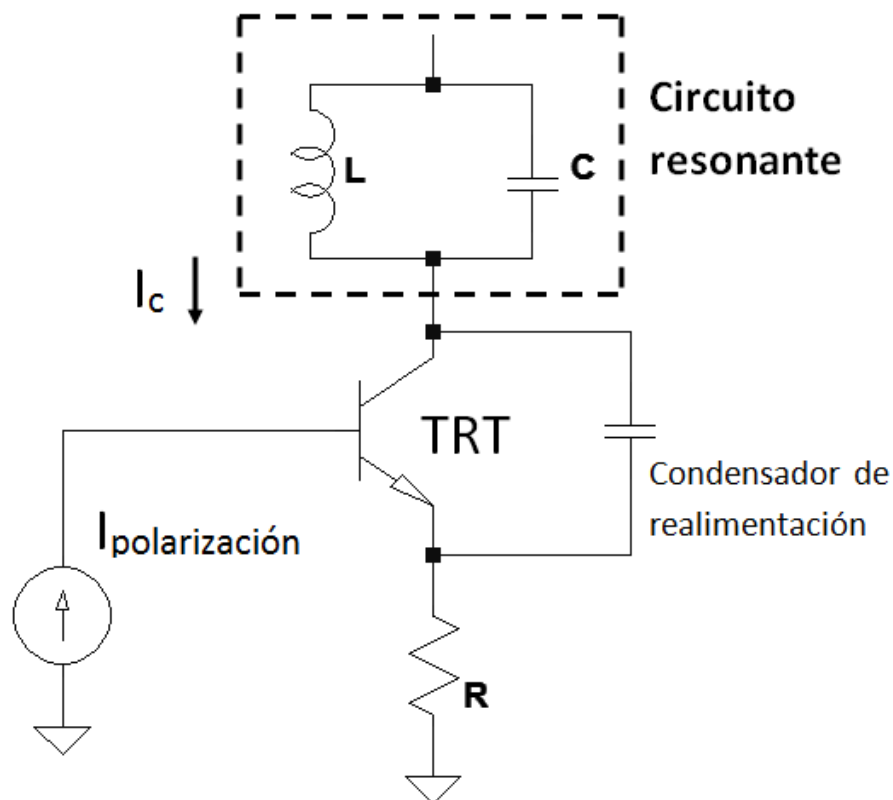


Figura 3. Esquema de un oscilador Colpitts.

Para poder entender la base del funcionamiento que se quiere conseguir en el oscilador, se puede observar en las siguientes imágenes (figuras 5.1, 5.2 y 6.1 y 6.2) un ejemplo de la diferencia de amplitud entre un oscilador LC sin los bloqueos y con los bloqueos del transistor, siendo mayor cuando no llega a la autooscilación.

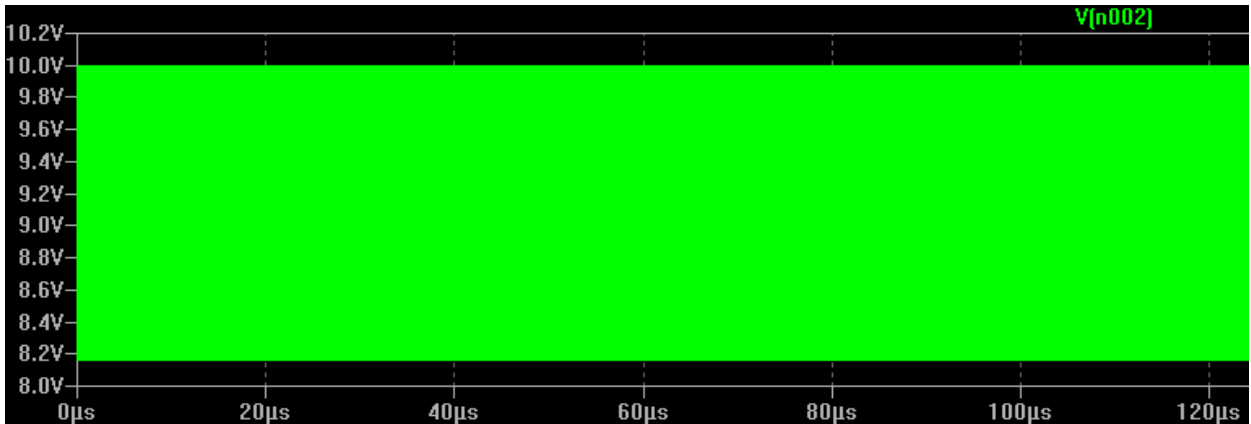


Figura 4.1. Oscilador en autooscilación (simulación de 120 μs).

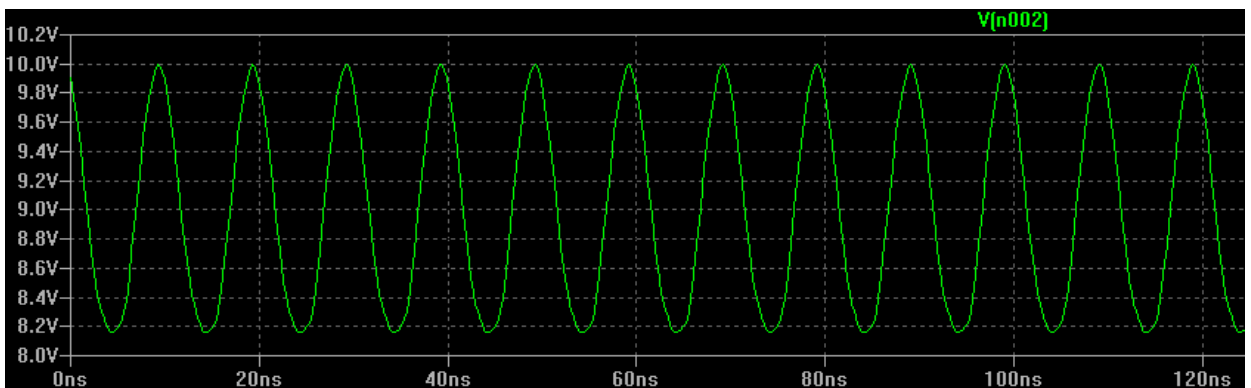


Figura 4.2. Oscilador en autooscilación (simulación de 120 ns).

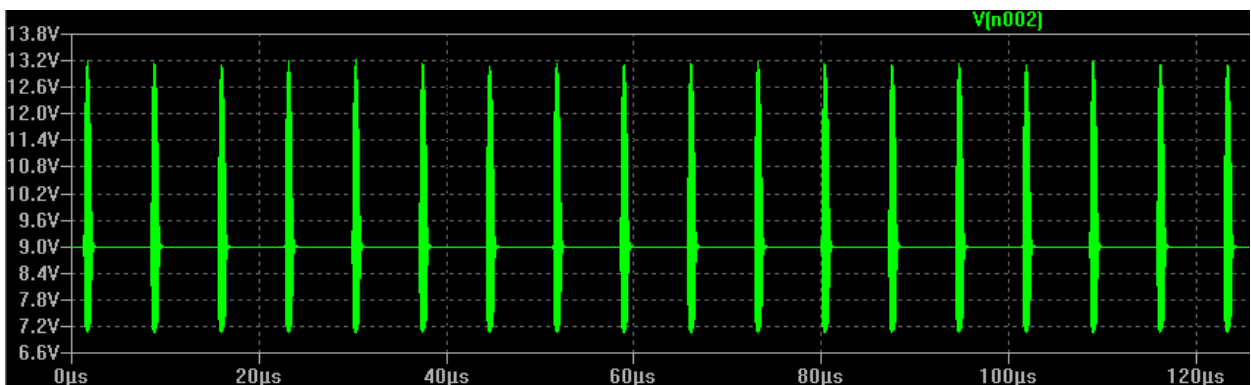


Figura 5.1. Oscilador con los bloqueos del TRT de RF (simulación de 120 μs).

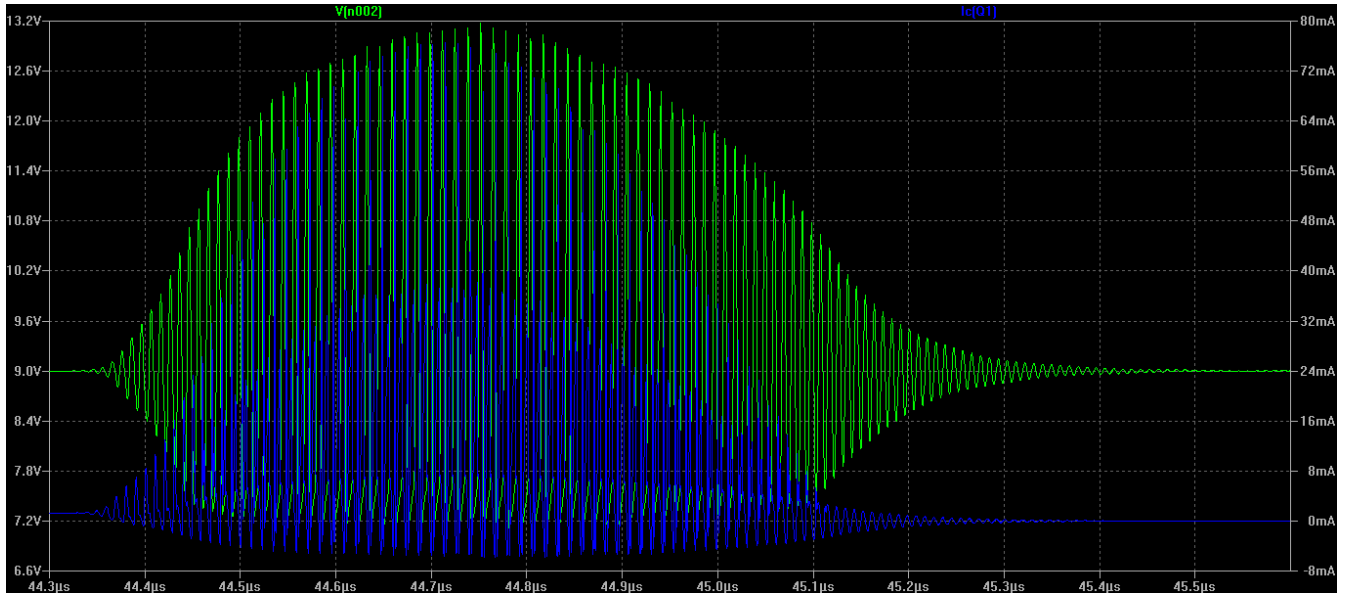


Figura 5.2. Oscilador con los bloqueos del TRT de RF (ampliación de un solo ciclo de trabajo). La señal verde es la tensión de colector, y la azul la corriente de colector.

La etapa superregenerativa se encuentra en el colector del transistor de alta frecuencia. En este punto del circuito es donde se conecta la antena para captar la señal de radio. En la etapa superregenerativa se demodula y amplifica la señal de radio recibida. Es importante usar un transistor diseñado para radiofrecuencias, ya que es complicado hacer trabajar al circuito usando un dispositivo de frecuencia de audio ordinario.

La frecuencia de la señal de bloqueo del transistor (o de extinción) debe ser superior a los 20 kHz, ya que una frecuencia menor provoca un silbido muy agudo. Esto es igual a decir que el transistor se debe bloquear más de 20.000 veces por segundo. Si la frecuencia de bloqueo es mayor a este valor, ya no puede ser percibida por el oído humano, ya que estamos hablando de un valor ultrasónico.

Para el bloqueo del transistor habrá dos alternativas posibles, una mediante un condensador y otra con la ayuda de una señal cuadrada introducida mediante un generador.

A la salida de la etapa superregenerativa está presente la señal de baja frecuencia, que es posteriormente amplificada por las sucesivas etapas de baja frecuencia.

1.2.2.- Heterodino/Superheterodino

1.2.2.1.- Introducción histórica

En 1918 Edwin H. Armstrong (1890-1954) inventó el receptor heterodino o superheterodino, que tiene muchas utilidades en diferentes variantes.

La selectividad no uniforme del TRF (*Tuned Radio-Frequency*) condujo al desarrollo del receptor superheterodino cerca del final de la Primera Guerra Mundial. Aunque la calidad del receptor superheterodino ha mejorado enormemente desde su diseño original, su configuración básica no ha cambiado mucho y aún se utiliza actualmente, para una gran variedad de servicios de radio comunicaciones. El receptor superheterodino continúa utilizándose, debido a que sus características de ganancia, selectividad y sensibilidad son superiores a las otras configuraciones de receptores.

Heterodino significa mezclar dos frecuencias juntas en un dispositivo no lineal o trasladar una frecuencia a otra utilizando mezclas no lineales. Esencialmente, hay cinco secciones para un receptor superheterodino: la sección de RF, la sección de mezclador/convertidor, la sección de frecuencia intermedia (FI), la sección de detector de audio y la sección de amplificador de audio.

1.2.2.2.- Base del funcionamiento

El receptor superheterodino es un diseño de amplificador de RF utilizado en muchos equipos receptores, comunicados por aire o por cable con uno o más transmisores.

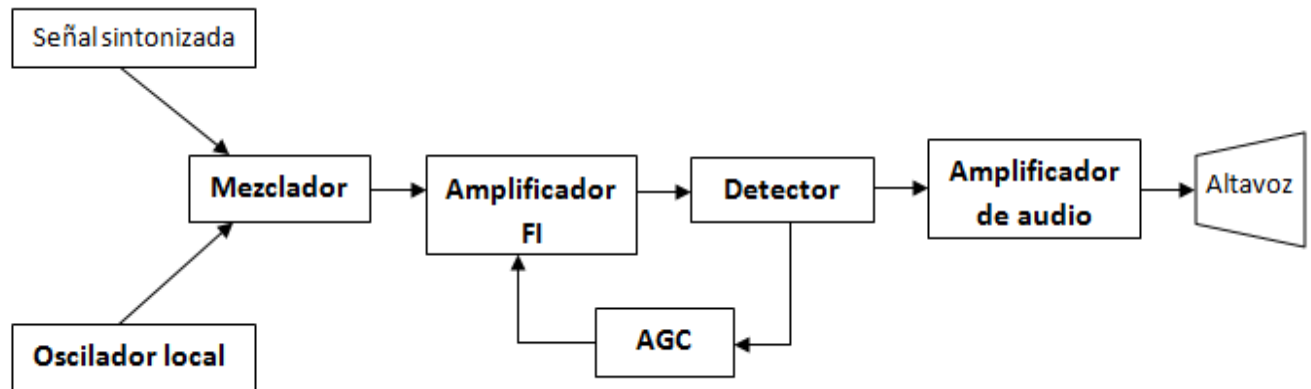
La idea es que con un mismo receptor se pueda tomar una banda de frecuencias deseada. Como existen varias portadoras moduladas, lo que se hace es cambiar la frecuencia de la portadora deseada al sintonizarla a otro valor único sin alterar la modulación. Es decir, el proceso consiste en sintonizar cualquier portadora modulada dentro de la banda y cambiar su valor en otra frecuencia única de trabajo. A este proceso de le llama conversión, y la nueva frecuencia se denomina frecuencia intermedia (FI). La señal de FI se amplifica y se puede detectar con un solo demodulador, con independencia de la sintonizada. La FI se obtiene mezclando la señal de entrada con una generada localmente por un oscilador que difiere de la sintonizada en una FI.

A la salida se obtiene una gama de valores armónicos de sumas y restas y se sintoniza la que se desea. Esto implica que la señal del oscilador deberá variar en la medida de la sintonía manteniendo la relación de una FI por encima o por debajo. Esto se expresa con la siguiente ecuación:

$$F(\text{osc}) = F(\text{sint}) \pm FI$$

(Ecuación 1)

Una vez se obtiene la FI, se amplifica y luego se realiza la detección y se obtiene la banda base. La figura a continuación presenta un esquema en bloques simples de un receptor heterodino.



*AGC → (Automatic Ganance Control)

Figura 6. Esquema de bloques receptor superheterodino.

En los casos en los que el oscilador está por encima de la sintonía, el receptor es superheterodino.

La generación de la FI es una alternativa muy útil, pero aparece un problema que es el de la frecuencia imagen. Esto es una frecuencia de entrada no deseada, capaz de producir la misma frecuencia intermedia que la que produce la señal de entrada deseada. Es un motivo potencial de interferencias, lo que provoca problemas al obtener una señal adecuada.

Por ejemplo, suponiendo que se sintoniza una portadora en 10 MHz modulada en AM, y se quiere una FI de 1 MHz. La frecuencia del oscilador local debe estar en 11 o en 9 MHz. Suponiendo la respuesta de sintonía tal como se ve en la figura:

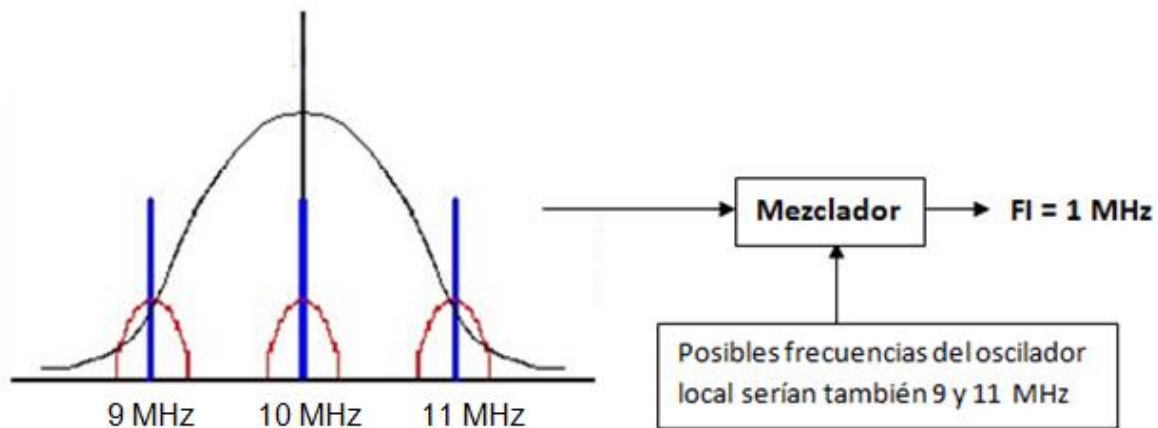


Figura 7. Esquema de ejemplo receptor heterodino.

Entonces, por la característica de sintonía las otras dos estaciones no deseadas pueden ser tomadas. Si el oscilador estuviera a 9 MHz podría recibir la portadora de 8 MHz al mezclarse de la FI (9-8=1 MHz). De igual manera, si el oscilador estuviera en 11 MHz, se podría combinar con la portadora de 12 MHz y obtener la FI (12-11=1). En ambos casos esto es una situación indeseada, ya que se estaría tomando una portadora no sintonizada. La frecuencia imagen se calcula con la ecuación:

$$F(\text{img}) = F(\text{sint}) \pm 2 FI$$

(Ecuación 2)

La frecuencia imagen no puede ser eliminada, pero se pueden minimizar sus efectos haciendo el sintonizador de la entrada más selectivo para recibir solo la portadora deseada. Para ello se utiliza un amplificador de RF a la entrada del mezclador. Para portadoras sintonizadas muy elevadas este amplificador no puede ser tan selectivo, por lo que es muy importante el criterio para elegir la FI. Debe ser lo más baja posible, pero lo suficientemente alta, cumpliéndose para poder rechazar la imagen. Esto se puede conseguir mejor con receptores de doble o hasta triple conversión, que obtienen al principio FI altas y hacen sucesivas conversiones hasta que obtienen la FI adecuada.

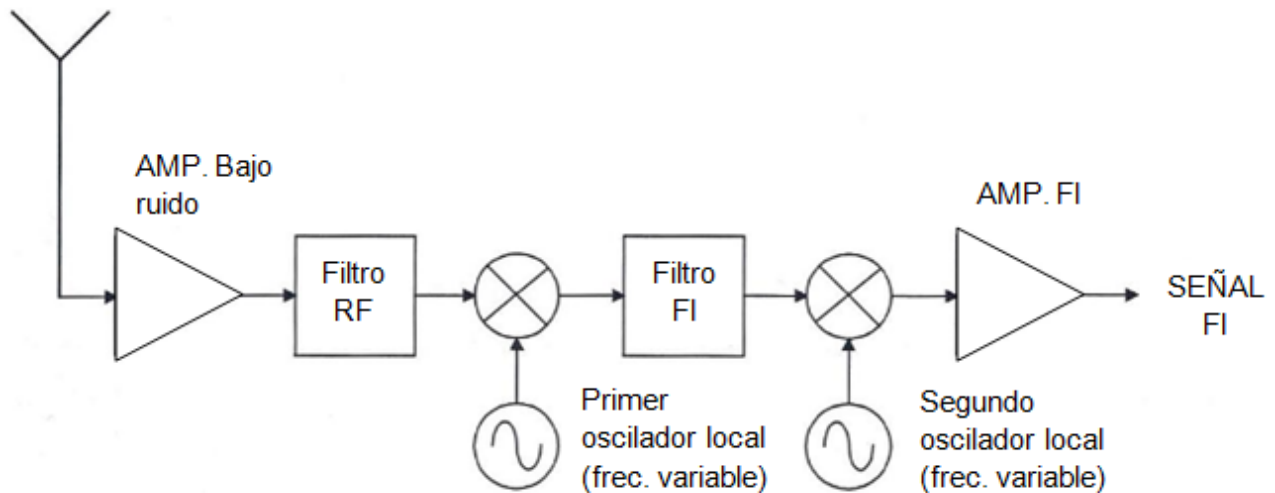


Figura 8. Esquema de bloques de receptor de doble conversión.

En el proceso de demodulación en el receptor superheterodino, las señales recibidas experimentan dos o más traslaciones de frecuencia: primero, la RF se convierte a FI, y después la FI se convierte a la información fuente (banda base). Los términos de RF y de FI son dependientes del sistema, y a veces son engañosos, porque no siempre indican un rango específico de frecuencias.

La RF para la banda comercial de radiodifusión de AM tiene frecuencias entre 535 y 1605 kHz, y las señales de FI son frecuencias entre 450 y 460 kHz. En los receptores comerciales de banda de radiodifusión de FM, se utilizan frecuencias intermedias de hasta 10,7 MHz, que son considerablemente más altas que las señales de RF de radiodifusión en AM. Las frecuencias intermedias simplemente se refieren a las frecuencias que se utilizan dentro de un transmisor o receptor, que caen en algún punto intermedio de las radiofrecuencias y las frecuencias de la información de fuente original.

1.3.- El receptor superregenerativo

1.3.1.- Oscilador

Los osciladores son métodos para la generación de ondas senoidales, utilizando un lazo de retroalimentación positiva que consiste en un amplificador y una red selectiva de frecuencia RC o LC. La amplitud de las ondas senoidales se ajusta por medio de un mecanismo no lineal, implementado ya sea con un circuito separado o mediante las no linealidades de dispositivo amplificador mismo. Estos circuitos que generan ondas senoidales a través de fenómenos de resonancia, se conocen como osciladores lineales. A continuación, y siguiendo una estructura similar a la del libro “Circuitos microelectrónicos”, se explican los principios básicos de los osciladores senoidales.

1.3.1.1.- El lazo de retroalimentación de un oscilador

La estructura básica de un oscilador senoidal consta de un amplificador y una red selectiva de frecuencia conectada en un lazo de realimentación positiva, como se ve en la siguiente fórmula:

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)}$$

(Ecuación 3)

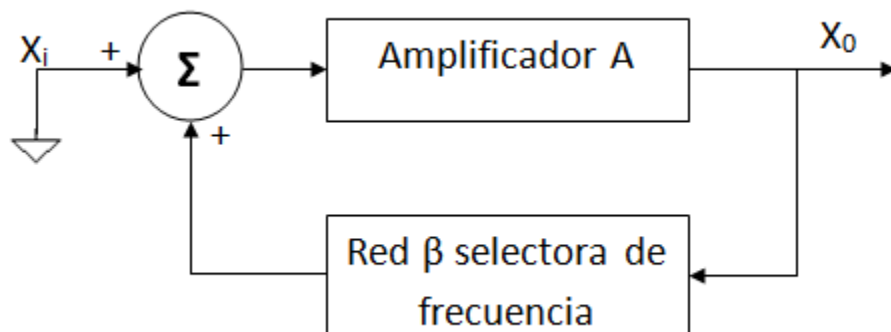


Figura 9. Esquema bloques de un oscilador.

La ganancia de lazo del circuito es $-A(s)\beta(s)$ pero es más conveniente cancelar el signo menos y definir la ganancia de lazo $L(s)$ como :

$$L(s) = A(s) \beta(s)$$

(Ecuación 4)

La ecuación característica se convierte entonces en:

$$1 - L(s) = 0$$

(Ecuación 5)

1.3.1.2.- El criterio de oscilación

Si a una frecuencia específica f_0 la ganancia de lazo es la unidad, mirando la primera ecuación se observa que A_f será infinita. Es decir, a esta frecuencia, el circuito tendrá una salida finita para la señal de entrada cero. Este circuito es, por definición, un oscilador. Por tanto, la condición para que el lazo de retroalimentación produzca oscilaciones senoidales de frecuencia ω_0 es que:

$$L(j\omega_0) = A(j\omega_0)\beta(j\omega_0) = 1$$

(Ecuación 6)

Es decir, a ω_0 la fase de la ganancia de lazo debe ser cero y la magnitud de la ganancia de lazo debe ser la unidad. Esto se conoce como criterio de Barkhausen. Para que el circuito oscile a una frecuencia, el criterio de oscilación debe satisfacerse sólo a una frecuencia (ω_0). Si esto no se cumple, la onda resultante será una senoide simple.

Para que el lazo de la ecuación 3 produzca y sostenga una salida x_0 sin entrada aplicada ($x_s = 0$), la señal de retroalimentación x_f ,

$$x_f = \beta x_0$$

(Ecuación 7)

Debe ser lo suficientemente grande para que al multiplicar por A produzca x_0 ,

$$Ax_f = x_0$$

(Ecuación 8)

Y por tanto:

$$A\beta x_0 = x_0 \rightarrow A\beta = 1$$

(Ecuación 9)

En la siguiente imagen se puede observar la dependencia de la estabilidad de frecuencia de un oscilador en la pendiente de la respuesta de fase.

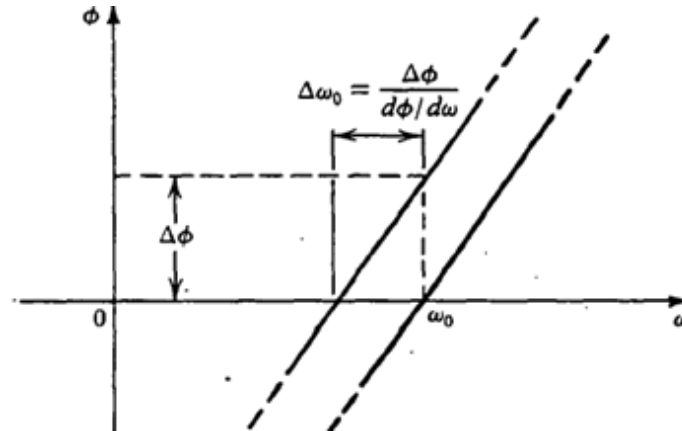


Figura 10. Gráfica de dependencia de la estabilidad de frecuencia de un oscilador.

Fuente: libro “Circuitos microelectrónicos” (*ver bibliografía).

Una respuesta de fase pronunciada ($d\phi/d\omega$ considerable) provoca una pequeña $\Delta\omega_0$ para un cambio en la fase $\Delta\phi$ (que resultaría de un cambio en un componente del circuito).

Debe observarse que la frecuencia de oscilación ω_0 está determinada sólo por las características de fase del lazo de retroalimentación; el lazo oscila a la frecuencia para la cual la fase es cero.

Se deduce que la estabilidad de la frecuencia de oscilación estará determinada por la forma en la fase $\Phi(\omega)$ del lazo de retroalimentación varía con la frecuencia. Una función con “elevada” pendiente $\Phi(\omega)$ resultará en una frecuencia más estable. Esto se puede ver si se cambiara la fase $\Delta\phi$ por un cambio en uno de los componentes del circuito. Si $d\phi/d\omega$ es grande, el cambio resultante en ω_0 será pequeño.

Otro método del estudio de los circuitos osciladores consiste en examinar los polos del circuito, que son las raíces de la ecuación $1-L(s) = 0$. Para que el circuito produzca oscilaciones sostenidas a una frecuencia ω_0 , la ecuación característica debe tener raíces como $s = \pm j\omega_0$. Entonces, $1-A(s)\beta(s)$ debe tener un factor de la forma $s^2 + \omega_0^2$.

1.3.1.3.- Control no lineal de amplitud

El criterio de Barkhausen (la condición de oscilación antes explicada), garantiza oscilaciones en un sentido matemático. Pero en un sistema físico los parámetros nunca se mantienen constantes durante mucho tiempo. Por ejemplo, si se consigue $A\beta=1$, y la temperatura cambia y $A\beta$ se hace menor a la unidad, las oscilaciones cesarían. Si $A\beta$ es superior a la unidad, las oscilaciones crecen en amplitud, y por tanto se necesita un mecanismo para forzar que $A\beta$ permanezca igual a la unidad y al valor deseado de amplitud de salida. Esto se consigue si se cuenta con un circuito no lineal para control de ganancia.

La función del mecanismo de control de ganancia es la siguiente: para asegurar que se inicien las oscilaciones, se diseña el circuito de forma que $A\beta$ sea ligeramente mayor que la unidad, o lo que es lo mismo, que los polos se encuentren en la mitad derecha del plano s . Cuando se conecta la alimentación, las oscilaciones crecen en amplitud. Cuando la amplitud llega al nivel deseado, la red no lineal entra en acción y hace que la ganancia del lazo se reduzca a la unidad (los polos vuelven al eje $j\omega$). Esto hace que el circuito sostenga las oscilaciones a la amplitud deseada. Si, por alguna razón, la ganancia del lazo se reduce por debajo de la unidad, la amplitud de la onda senoidal disminuirá y esto será detectado por la red no lineal, lo que hará que la ganancia de lazo aumente de nuevo a la unidad.

1.3.2.- Oscilador LC

Son osciladores formados con transistores, que pueden ser FET o BJT, que se utilizan como elementos de retroalimentación en la banda de frecuencia desde 100 kHz a cientos de MHz. Tienen una Q (factor) más alto que los de tipo RC, pero los osciladores LC son difíciles de sintonizar en bandas amplias.

1.3.2.1.- Osciladores LC sintonizados

Las dos configuraciones más utilizadas de osciladores LC sintonizados son: oscilador Colpitts y oscilador Hartley. Ambos utilizan un circuito LC paralelo conectado entre colector y base. Esta retroalimentación se obtiene por medio de un divisor capacitivo en el oscilador Colpitts y de un divisor inductivo en el circuito Hartley. En los dos circuitos, la resistencia R modela las pérdidas de los inductores, la resistencia de carga del oscilador y la resistencia de salida del transistor. En la siguiente figura se puede observar los esquemas de los dos tipos de osciladores muy simplificados (obviando la alimentación y algunos componentes de polarización del TRT).

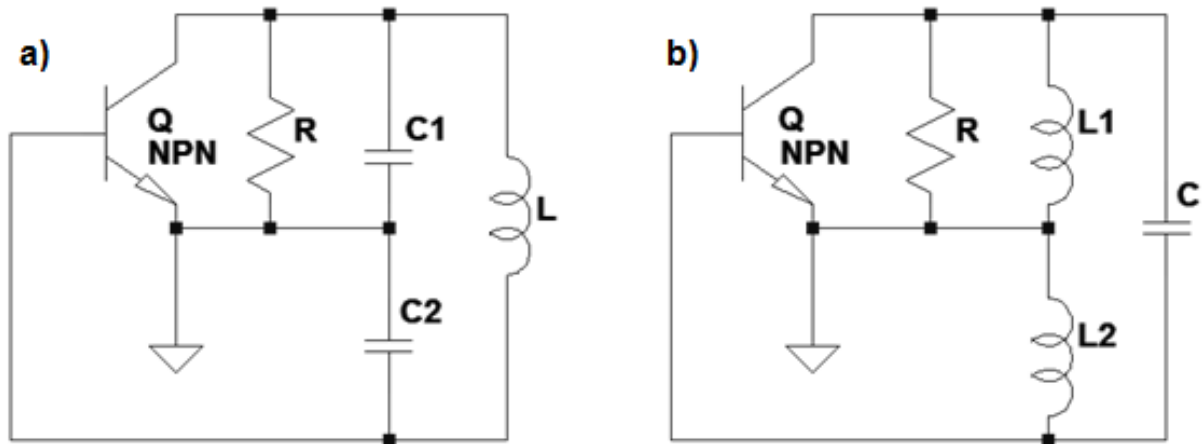


Figura 11. Dos configuraciones de osciladores LC sintonizados: a) Colpitts; b) Hartley.

A continuación, se explica la base del funcionamiento de los dos circuitos. En estos circuitos suele haber un condensador entre el colector y el resto de componentes, que actuará como acumulador (o circuito tanque):

- a) **Colpitts.** En el arranque inicial, aparece ruido en el colector del transistor y suministra energía al circuito tanque, haciendo que comience a oscilar. C1 y C2 constituyen un divisor de voltaje en corriente alterna. El voltaje que se deja caer a través de C2 se retroalimenta a la base del transistor. Hay un cambio de fase de 180° de la base del colector de Q y un cambio de fase adicional de 180° a través de C1 y C2. Por tanto, el cambio total de fase es de 360° y la señal de

retroalimentación es regenerativa. La relación de C_1 a C_1+C_2 determina la amplitud de la señal de retroalimentación. Con la siguiente fórmula se obtiene la frecuencia (aproximación cercana) de oscilación del oscilador Colpitts:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

(Ecuación 10)

Donde

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

- b) **Hartley.** En el arranque inicial, aparece una multitud de frecuencias en el colector del transistor, y se acoplan a través del circuito tanque. El ruido inicial proporciona la energía necesaria para cargar C . Cuando se carga parcialmente C empieza la acción del oscilador. El circuito tanque solamente oscila de manera eficiente en su frecuencia de resonancia. Una porción del voltaje del circuito tanque oscilante se deja caer a través de L_2 , y se realimenta nuevamente a la base de Q , donde se amplifica. La señal amplificada aparece en el colector 180° fuera de fase con la señal de base. Se realiza un desplazamiento adicional de fase de 180° a través de L_1 y L_2 . En consecuencia, la señal que se retroalimenta nuevamente a la base de Q se amplifica y se desplaza en fase a 360° . Por tanto, el circuito es regenerativo y mantiene las oscilaciones sin señal de entrada externa. La frecuencia de oscilación se puede obtener con la siguiente fórmula:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

(Ecuación 11)

Donde

$$L = L_1 + L_2$$

1.3.3.- Arranque y parada del oscilador

Como se ha explicado en la teoría de funcionamiento del receptor superregenerativo, se necesita que el transistor de alta frecuencia no entre en autooscilación, de manera que el transistor aprovechará así al máximo su capacidad de amplificación. Esto se consigue haciendo que funcione por períodos breves de tiempo, es decir, se hace que se bloquee el oscilador, vuelve a iniciarse, se vuelve a bloquear, y así sucesivamente.

La “quench frequency” del receptor es muy importante, ya que determina la velocidad máxima de los datos recibidos. Debido a que el receptor realiza un muestreo discreto del proceso, la frecuencia de muestreo (*quench frequency*) debe ser al menos dos veces mayor que el ancho de banda de la señal: $f_q/2 > fbw$. Además de la velocidad de muestreo, el oscilador debe caer por debajo del nivel de ruido del receptor antes de que comience el siguiente ciclo de enfriamiento. Si esta condición no se cumple, la condición inicial del oscilador de puesta en marcha será la oscilación del ciclo anterior y no la señal de RF de entrada deseada.

A continuación, con el apoyo del libro “*Ultra-low power Wireless technologies for sensor networks*”, se muestra una serie de ecuaciones a tener en cuenta en este punto. La siguiente ecuación muestra la tensión de oscilación como función del tiempo durante la fase de caída (*decay*).

$$V_{decay}(t) = V_{osc} \cdot e^{\frac{-t}{\tau_{decay}}}$$

(Ecuación 12)

Para reducir la oscilación por debajo del umbral mínimo de ruido del oscilador, se debe satisfacer la siguiente condición:

$$V_{osc} \cdot e^{\frac{-t}{\tau_{decay}}} < \sqrt{v_n^2}$$

(Ecuación 13)

Donde $\sqrt{v_n^2}$ es la tensión de ruido del oscilador. Por lo tanto, el momento de la amortiguación de la fase “quench” está dado por la siguiente ecuación:

$$t_{damp} > \tau_{decay} \cdot \ln \frac{V_{osc}}{\sqrt{v_n^2}}$$

(Ecuación 14)

Dado que la señal de entrada del receptor está discretamente muestreada por el oscilador de RF, ocurre ruido por *aliasing*. El exceso de factor de ruido se representa en la siguiente ecuación:

$$N_{excess} = 10 \cdot \log \left[\frac{BW_{noise}}{f_{quench}} \right]$$

(Ecuación 15)

Donde BW_{noise} es el ancho de banda efectivo de entrada de RF. Para reducir el ruido, f_{quench} debe hacerse mayor. Sustituyendo el máximo de frecuencia permisible de “quench” como se define anteriormente, y el ancho de banda de ruido, se obtiene la ecuación:

$$N_{excess} = 10 \cdot \log \left[\left(\frac{f_0}{Q} \right) \frac{2Q \ln \left(\frac{V_{osc}}{\sqrt{v_n^2}} \right)}{f_0 \pi} \right]$$

(Ecuación 16)

Que se puede simplificar a:

$$N_{excess} = 10 \cdot \log \left[\left(\frac{2}{\pi} \right) \cdot \ln \left[\frac{V_{osc}}{\sqrt{v_n^2}} \right] \right]$$

(Ecuación 17)

En resumen, el proceso de muestreo de radiofrecuencia en tiempo discreto produce *aliasing*, lo que aumenta el factor de ruido del receptor. El ruido no debe exceder un valor típico alrededor de los 5 dB. El factor de ruido es independiente del factor Q. El ruido se puede reducir mediante la modificación de la forma de onda que provoca la “quench frequency”. Hay ciertos dispositivos activos para los circuitos que pueden funcionar como un interruptor para disipar la energía de RF rápidamente después de cada período de “quench”. Esto permite un bloqueo casi instantáneo, lo que reduce los efectos de ruido del receptor.

1.4.- Aplicaciones

El diseño superregenerativo, debido a su sencillez y bajo número de componentes, se utiliza en pequeños mandos a distancia y transmisiones de datos de corto alcance por radio, para monitorizar emisiones de VHF, tomas de corriente a control remoto, pequeños transceptores de juguete y monitores de temperatura remotos.

La aplicación para un receptor superregenerativo no es la de radios comerciales, ya que difícilmente conseguiría su marca de certificación de hoy en día. Por tanto, la radio es una forma de experimentar con este tipo de circuito, más que un desafío potencial para competir con el diseño superheterodino de radio. El gran inconveniente de los receptores superregenerativos es que emiten un cierto nivel de señales parásitas falsas en la banda en la que están sintonizados, las cuales pueden perturbar la recepción en otros receptores de radio próximos que estén sintonizados en la misma banda. Por ello este tipo de receptor no puede ser homologado como receptor de radiodifusión.

En cuanto a usos frecuentes de los circuitos superregenerativos, se tienen los mandos de garaje (emisor), que suelen ser un simple oscilador Hartley con un solo transistor, en el que la bobina osciladora y la antena son lo mismo (estos circuitos son muy sensibles y pueden emitir y captar señales sin necesidad de antena). El bucle del circuito se realiza en circuito impreso. El receptor es igualmente un circuito sencillo, superregenerativo también (pudiendo ser similar al explicado en este trabajo) y una pequeña antena. Los mandos de garaje emiten su código mientras que el pulsador es accionado. El receptor lo recibe siempre y cuando la distancia lo permite. Por regla general, el receptor necesita la recepción del mismo código al menos dos veces seguidas para que sea válido. En los mandos de garaje como es de suponer, el emisor es móvil (mando) y el receptor es fijo. El emisor depende de la pila, pero únicamente funciona cuando se pulsa, lo que explica la alta duración. El receptor en cambio, está siempre activo en espera de señal, pero su consumo no es de tanta importancia dado que se alimenta de la red eléctrica.



Figura 12. Mando control remoto (circuito superregenerativo).

En la figura 12 se puede observar un diseño que se puede encontrar actualmente en el mercado. Con este mando se puede aplicar el control sobre puertas automáticas, cortinas, elevadores o control industrial.

En definitiva, los receptores superregenerativos son un tipo de receptores muy sencillos y que requieren pocos componentes, muy aptos para la experimentación, con sus ventajas de gran sensibilidad, y sus problemas de gran ruido de fondo en ausencia de señal, baja selectividad y calidad de audio media. Esto explica que no se utilicen como receptores de radio, pero sean muy apropiados para los ejemplos mencionados.

2.- Diseño del sistema

2.1.- Diseño de un oscilador Colpitts

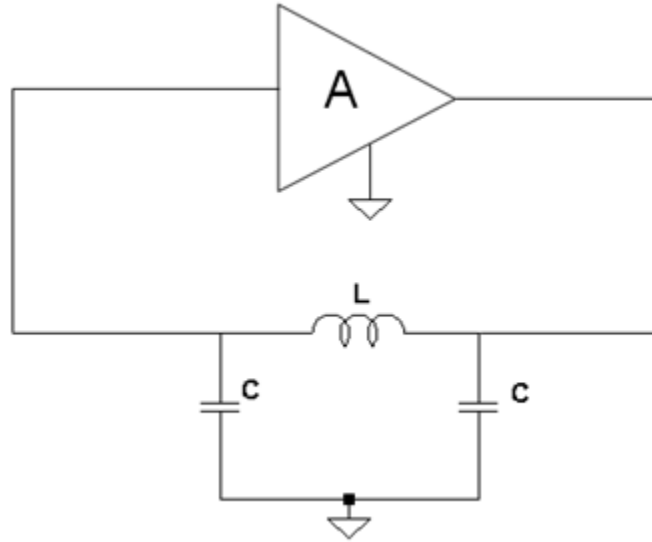


Figura 13. Esquema simplificado oscilador Colpitts.

2.1.1.- Ecuaciones

En el proyecto se va a utilizar la configuración Colpitts como punto de partida. Si la frecuencia de operación es suficientemente baja para que se puedan despreciar las capacitancias del TRT, la frecuencia de oscilación será determinada por la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado paralelo.

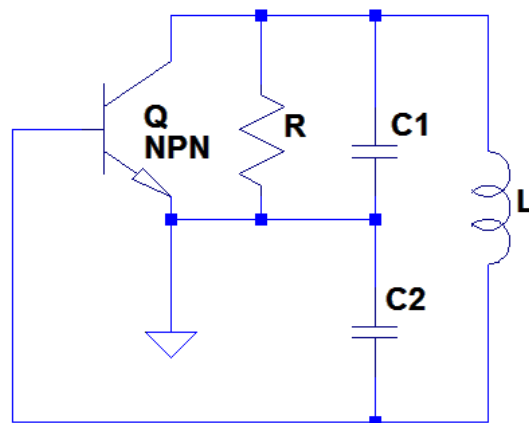


Figura 14. Configuración circuito oscilador Colpitts.

El factor de realimentación se determina con la relación C_1/C_2 , por lo que debe ser ajustada en coordinación con la ganancia del transistor para asegurar que las oscilaciones se inicien. Para determinar la condición de oscilación del circuito Colpitts, sustituimos el transistor con su circuito equivalente:

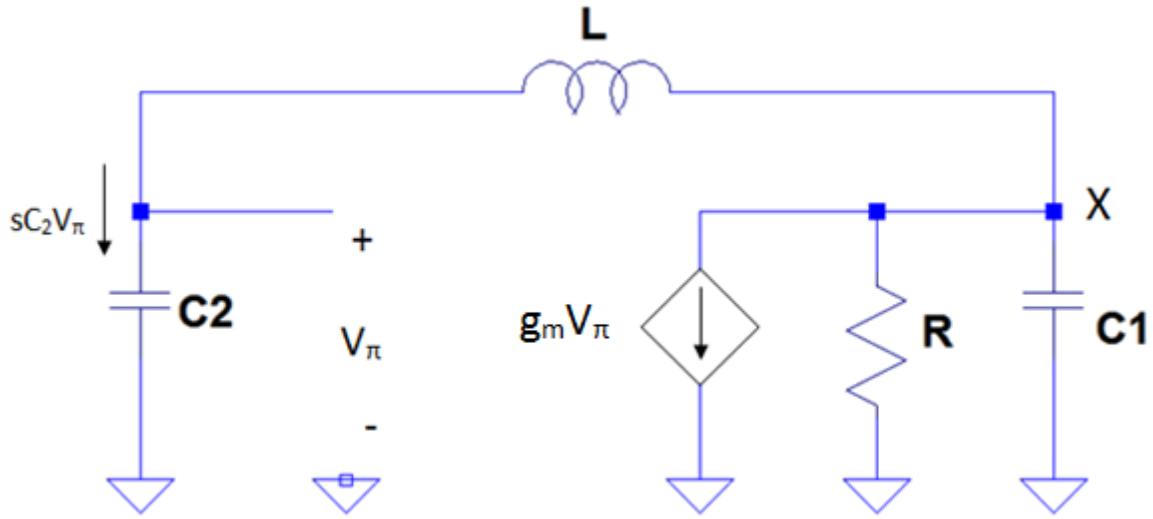


Figura 15. Circuito equivalente oscilador Colpitts.

Para simplificar el análisis se desprecia la capacitancia del transistor C_μ . La capacitancia C_π se puede considerar parte de C_2 (dos condensadores en paralelo se suman). La resistencia r_π se ha despreciado, y la resistencia R incluye la r_o del transistor.

Si se analiza el circuito, se puede obtener una ecuación para hallar la operación del circuito. Las oscilaciones comienzan si esta ecuación se satisface. Analizando el nodo X de la figura 15, se tiene:

$$s C_2 V_\pi + g_m V_\pi + \left(\frac{1}{R} + s C_1 \right) (1 + s^2 L C_2) V_\pi = 0$$

(Ecuación 18)

Como V_π es distinto de 0 se puede simplificar, y operando el resto queda

$$s^3 L C_1 C_2 + s^2 \left(\frac{L C_2}{R} \right) + s (C_1 + C_2) + \left(\frac{1}{R} + g_m \right) = 0$$

(Ecuación 19)

Sustituyendo $s = j\omega$:

$$\left(g_m + \frac{1}{R} - \frac{\omega^2 LC_2}{R} \right) + j[\omega(C_1 + C_2) - \omega^3 LC_1 C_2] = 0$$

(Ecuación 20)

Para que las oscilaciones se inicien, tanto la parte real como la imaginaria deben ser cero. Al igualar a cero la parte imaginaria (ecuación 20) resulta la frecuencia de oscilación como:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)}}$$

(Ecuación 21)

Donde:

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

(Ecuación 22)

Al igualar a cero la parte real, utilizando también la ecuación 20:

$$\frac{C_2}{C_1} = g_m R$$

(Ecuación 23)

Para oscilaciones sostenidas, la magnitud de la ganancia de base a colector ($g_m R$) debe ser igual a la inversa de la razón de voltaje proporcionada por el divisor capacitivo. En la primera figura, se puede ver que es $V_{eb}/V_{ce} = C_1/C_2$. Para que las oscilaciones se inicien, la ganancia de lazo debe ser mayor que la unidad, lo que se puede expresar como:

$$g_m R > \frac{C_2}{C_1}$$

(Ecuación 24)

A medida que las oscilaciones crecen en amplitud, las características no lineales del transistor reducen el valor efectivo de g_m y, de modo correspondiente, reducen la ganancia del lazo a la unidad, manteniendo así las oscilaciones.

2.1.2.- Simulación con LTSpice

El esquema del circuito oscilador del proyecto se ve en la siguiente imagen, tal y como se ha utilizado para las simulaciones realizadas en el programa LTSpice. Como se puede observar, es un circuito basado en un oscilador Colpitts, que ha sido modificado en función de las necesidades del proyecto.

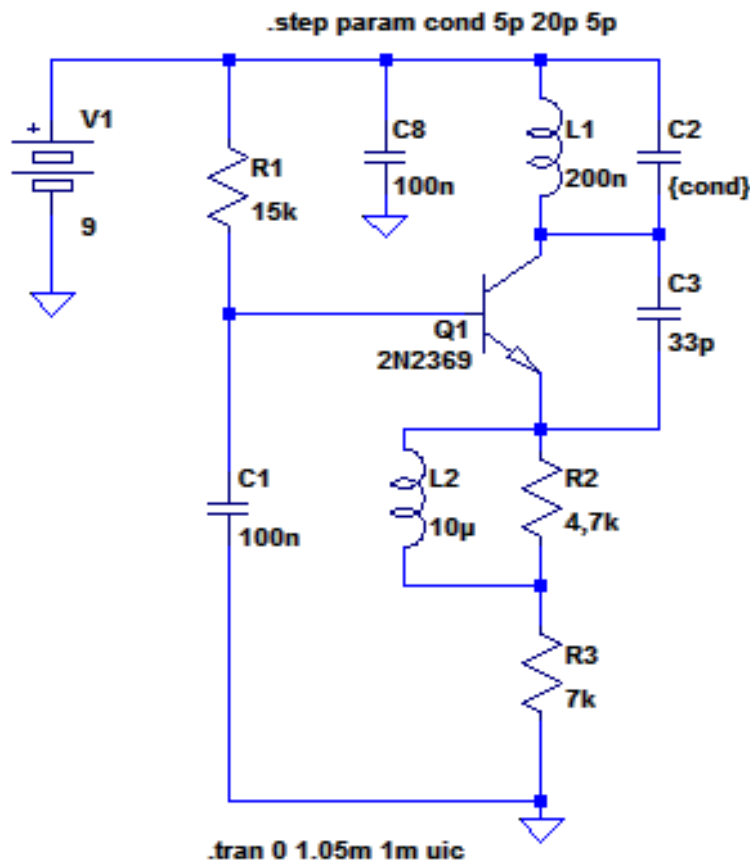


Figura 16. Esquema del oscilador Colpitts del TFG.

La resistencia R3 es un potenciómetro de 22 kΩ, lo que hace que sea una resistencia variable. Esta resistencia apenas tiene relevancia en la frecuencia a la que trabaja el oscilador, pero sí influye en la amplitud, disminuyendo ésta si aumenta la resistencia R3.

El condensador C2 es variable (el real del circuito de valor 4 a 20 pF), por lo que se ha utilizado un parámetro en algunas simulaciones para comprobar su influencia en el circuito. Si se aumenta C2, aumenta la corriente en el colector, pero la frecuencia del oscilador disminuye. Este condensador es el elemento principal, que se utilizará para buscar una frecuencia cuando el circuito esté en funcionamiento. A continuación se muestran varias imágenes sobre las simulaciones realizadas con el programa LTspice.

Se ha utilizado un parámetro en la herramienta de simulación (.step param cond 5p 20p 5p), para que simule con cuatro valores: 5pF, 10pF, 15pF y 20 pF. La verde corresponde a 5 pF, la azul oscura a 10pF, la roja a 15 pF y la azul clara a 20 pF.

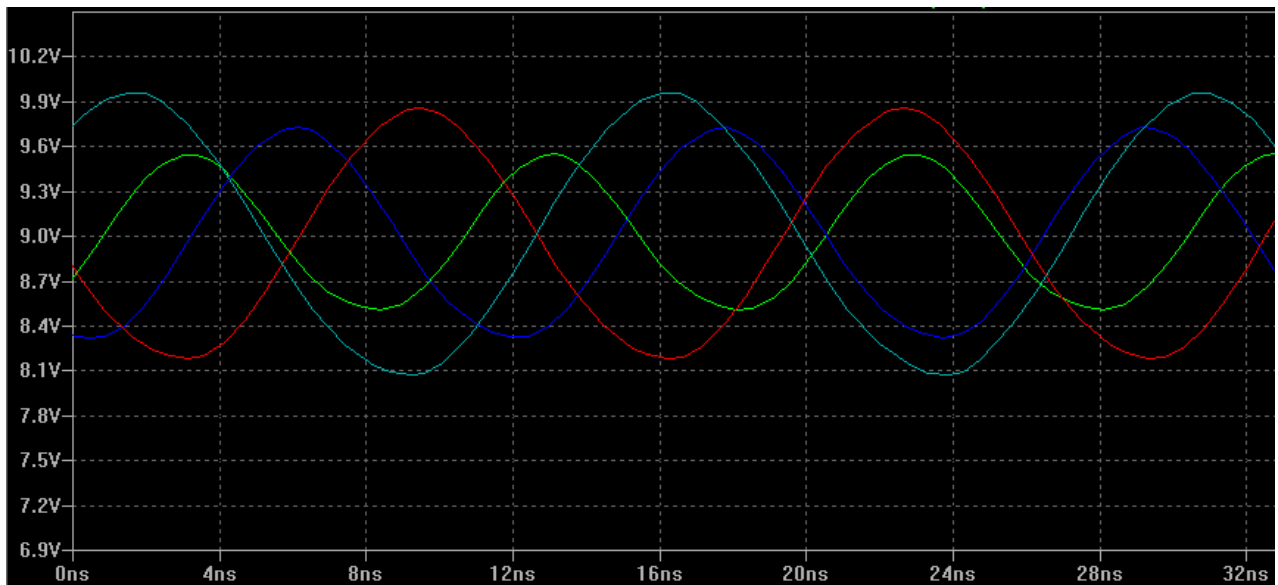


Figura 17. Tensión en el colector del transistor de RF.

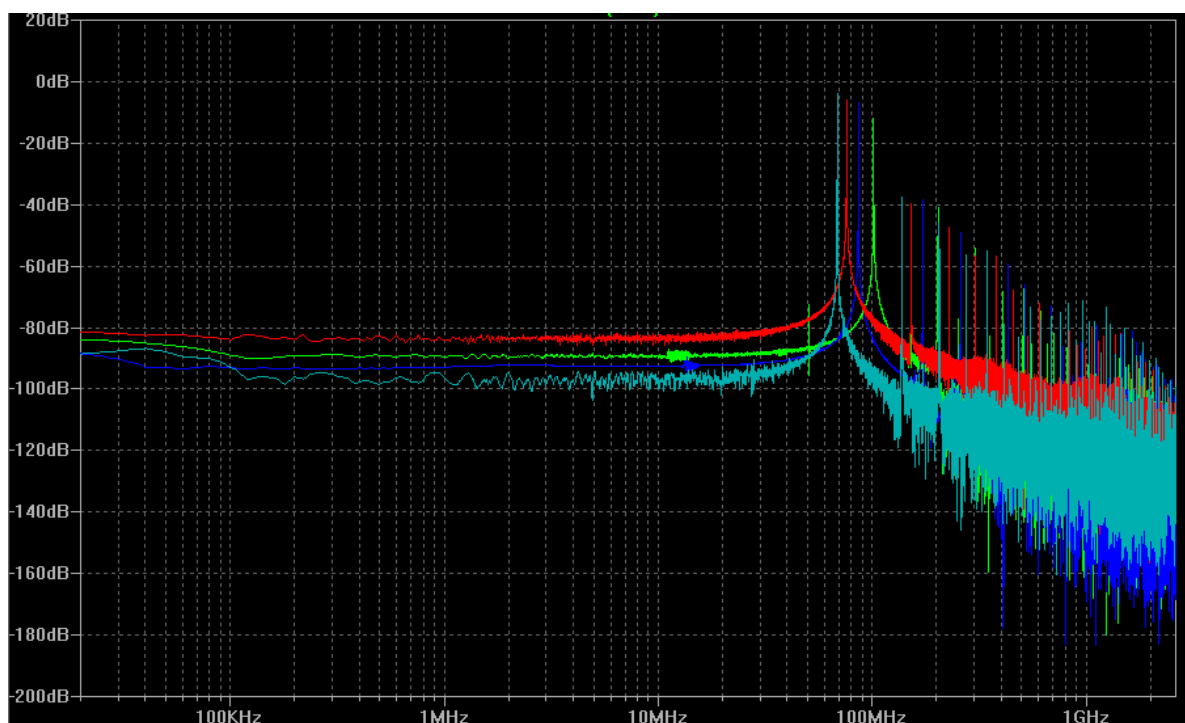


Figura 18.1. Frecuencia a la que trabaja el TRT en función del valor de C2.

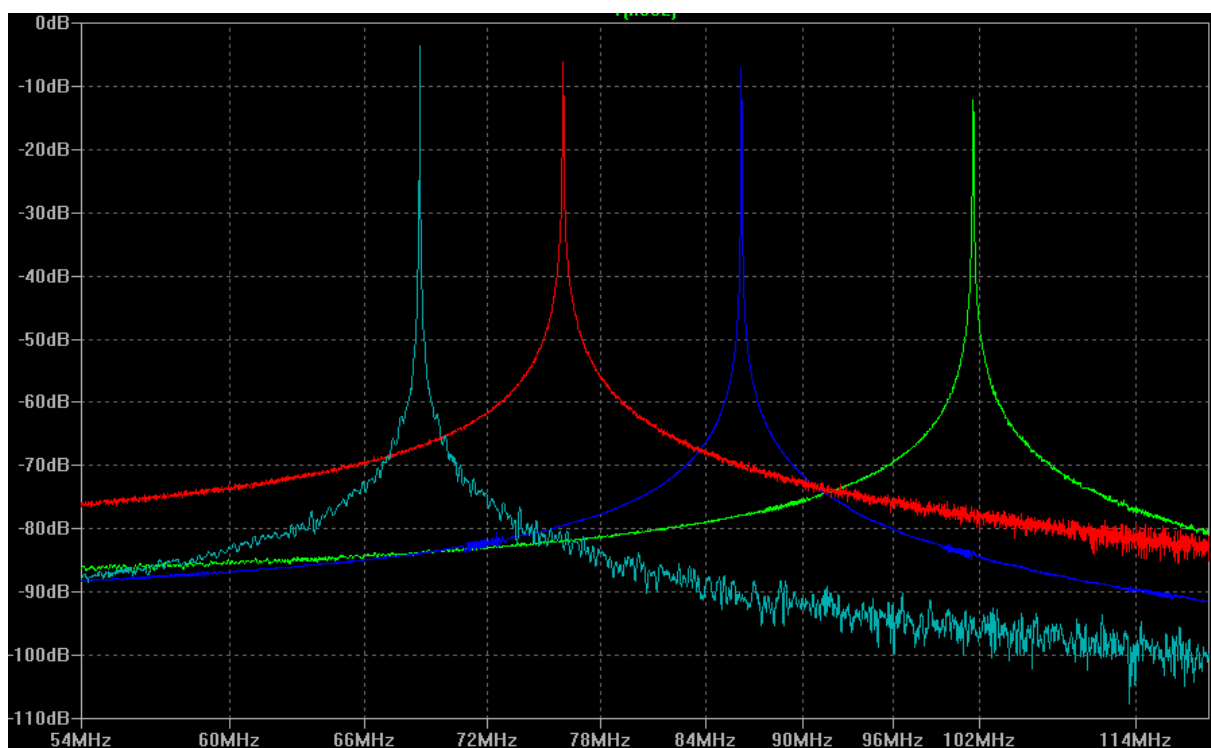


Figura 18.2. Frecuencia a la que trabaja el TRT en función del valor de C2.

En esta imagen se puede ver claramente las frecuencias a las que está trabajando el oscilador. Estas frecuencias dependen del circuito de sintonía, formado por la bobina L1 y el condensador C2. Para estas simulaciones la bobina tiene un valor fijo de 200nH. Como en el proyecto la intención es que se trabaje dentro del rango de frecuencias asignadas a las radios comerciales en FM (entre 88 y 108 MHz), el mejor valor de C2 para trabajar será entre 4pF y 10pF.

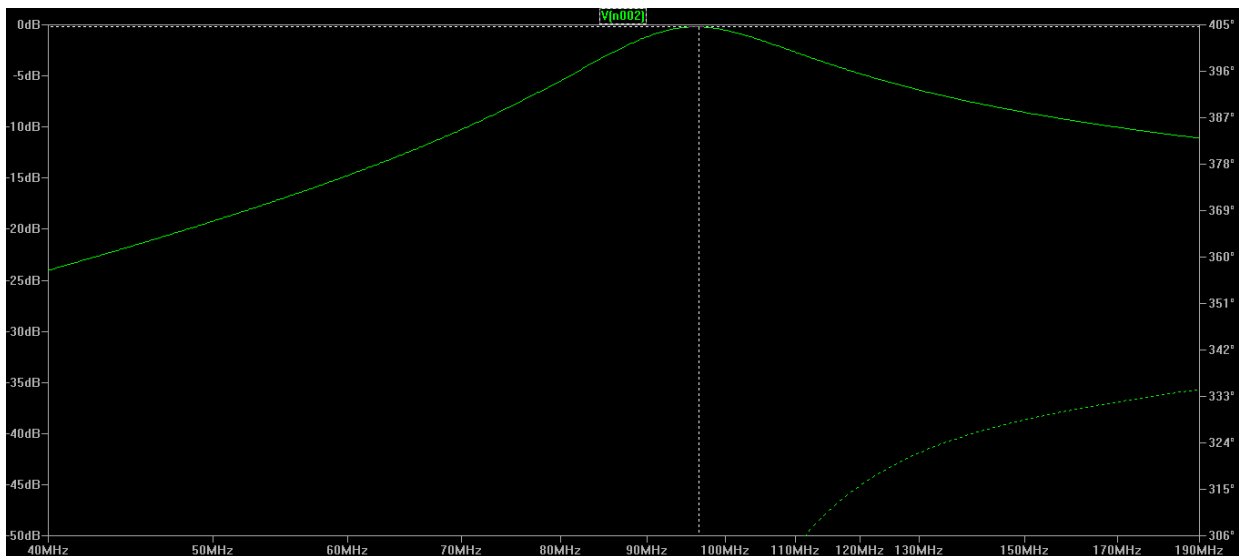


Figura 19. Simulación alternativa para representar la frecuencia de trabajo del TRT.

2.1.3.- Circuito de “Quenching”

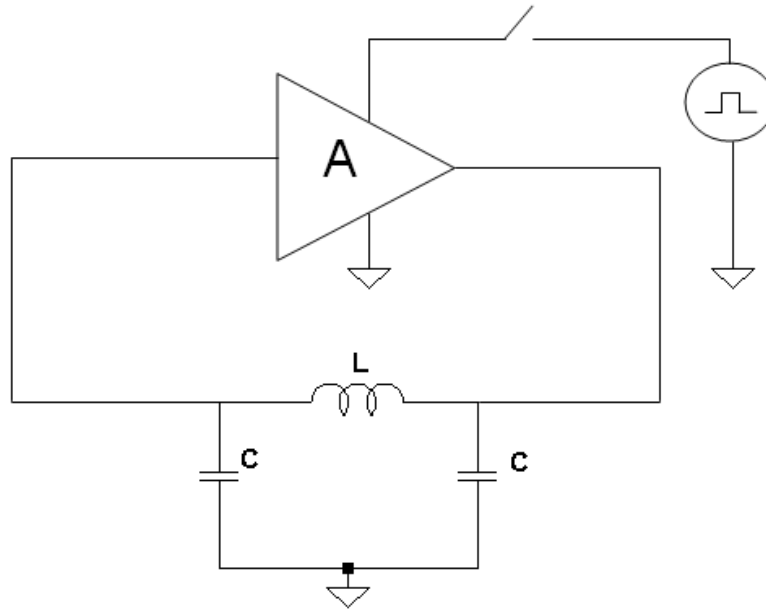


Figura 20. Esquema oscilador Colpitts con entrada de señal de bloqueo.

La función de esta parte del circuito es la de que el transistor de alta frecuencia no entre en autooscilación, para que aproveche al máximo su capacidad de amplificación. Para ello, se le hace funcionar al transistor de RF por períodos breves de tiempo, bloqueándolo, haciendo que vuelva a iniciarse, y así cíclicamente.

Para conseguir este objetivo, en el mismo circuito hay dos posibles soluciones, por lo que hay que elegir una de las dos antes de iniciar el funcionamiento del circuito.

- a) **La frecuencia de extinción la genera el propio transistor.** Esto se consigue con un condensador en paralelo (condensador para el “feedback”) con el circuito superregenerativo. En cuanto comienzan las oscilaciones, se empieza a cargar. Cuando la diferencia de potencial entre la base y el emisor del transistor cae lo suficiente, el transistor se apaga y las oscilaciones no pueden ser sostenidas. El condensador emisor se descarga, la corriente de colector empieza otra vez y el circuito comienza a oscilar nuevamente. El circuito superregenerativo, por tanto, cambia entre dos estados: oscilando y no oscilando. En la salida se obtiene una señal en diente de sierra, con una frecuencia que dependerá del valor del condensador de “feedback”. Aumentando el valor de este condensador, se reduce la frecuencia de bloqueo del transistor. El esquema del circuito es el de la figura 21.

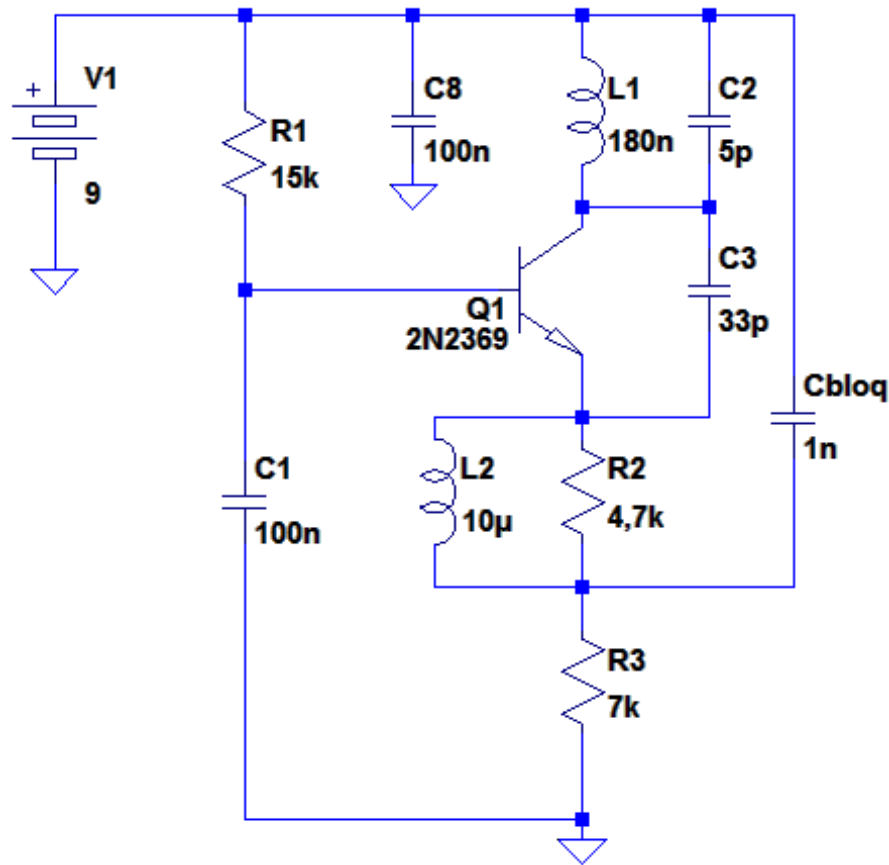


Figura 21. Esquema oscilador Colpitts con el condensador Cbloq.

Cuando aparecen las oscilaciones en el transistor, aumenta la corriente media que circula por el transistor, y ello da lugar a que aumente la tensión entre los extremos de la resistencia de emisor $R3$, y por tanto la tensión de carga del condensador C_{bloq} . La tensión de carga de C_{bloq} (y por tanto la de emisor del transistor) crece rápidamente, hasta que llega un momento en que llega a hacerse similar (e incluso superior) a la tensión de base del transistor, la cual está fijada a un valor fijo por $R1$ y $C1$, y en ese instante el transistor se despolariza y no puede mantener las oscilaciones, bloqueándose.

Pero al cesar las oscilaciones, disminuye inmediatamente la corriente de emisor, y el condensador de emisor C_{bloq} comenzará a descargarse a través de la resistencia de emisor $R3$, hasta que su tensión cae a un valor lo suficientemente bajo como para que el transistor de nuevo se encuentre polarizado al punto de iniciar de nuevo las oscilaciones, iniciándose un nuevo ciclo de funcionamiento.

Este ciclo de funcionamiento se repite indefinidamente, pasando el transistor alternativamente entre dos estados: el de arranque de oscilación y el de bloqueo de oscilación.

La frecuencia de bloqueo (o frecuencia de regeneración), que ha de ser de valor ultrasónico (por encima de los 20 kHz), y está determinada principalmente por los valores C_{bloq} y $R3$ (por la constante de tiempo de estos componentes). Si se

aumenta el valor de C_{bloq} , disminuye la frecuencia de bloqueo. Para un valor de $2nF$, la frecuencia de bloqueo es aproximadamente 140 kHz.

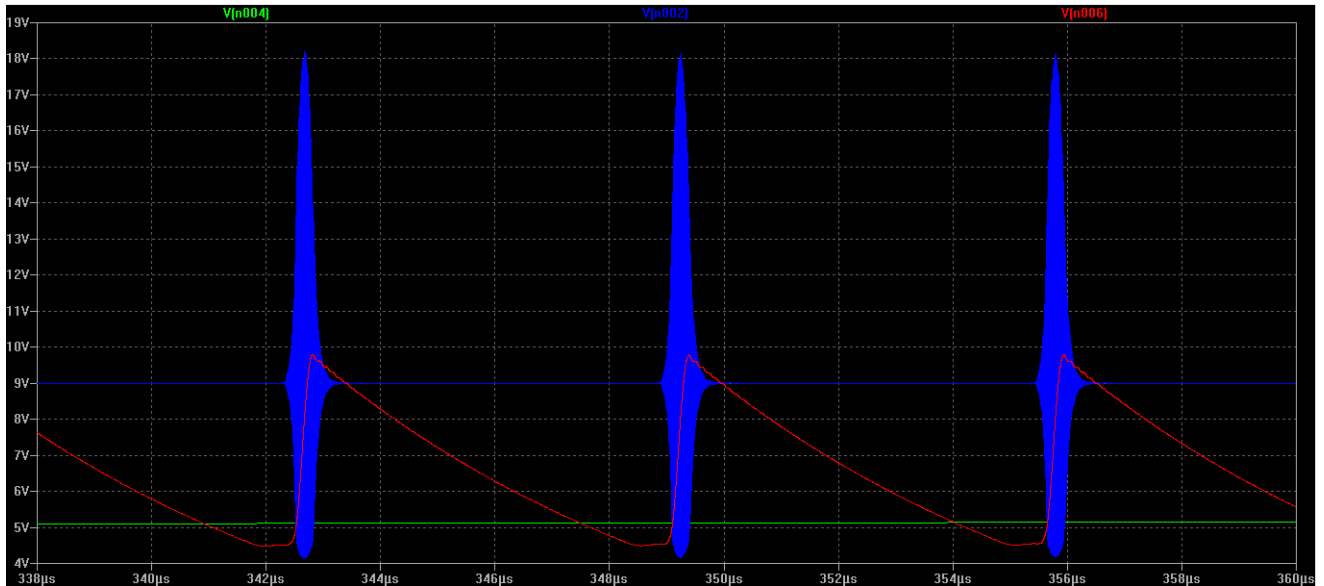


Figura 22. Simulación señales en tres puntos del circuito (Verde → voltaje en la base de Q1; Azul → voltaje en el colector de Q1; Rojo → tensión en R3).

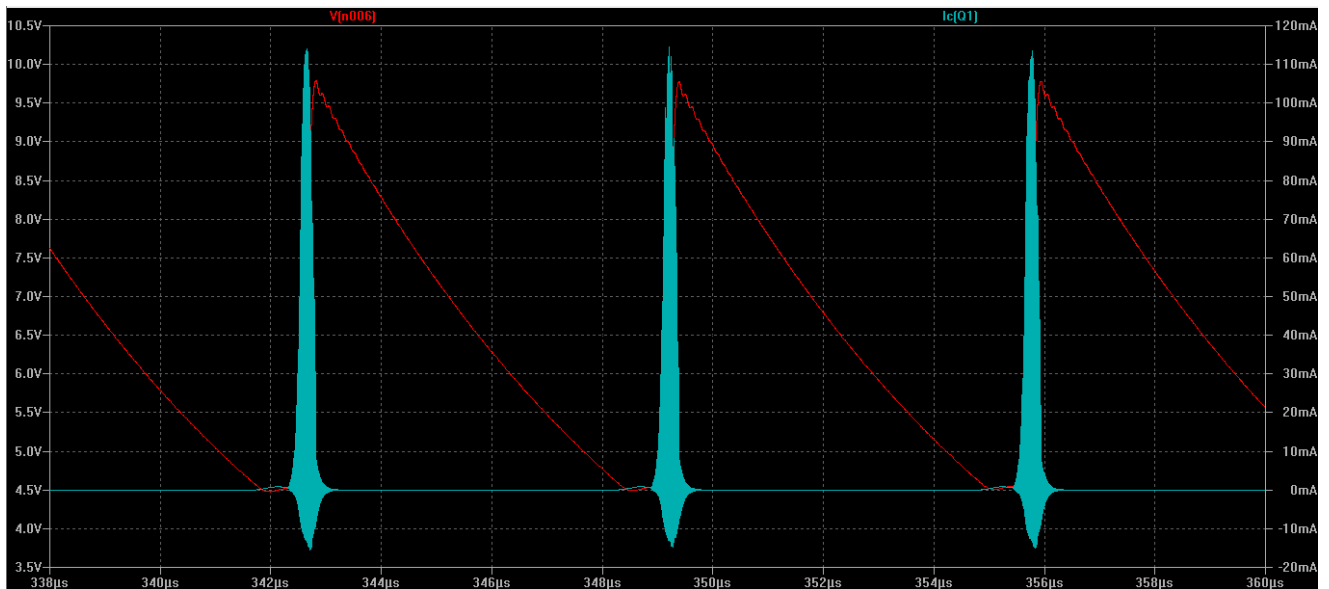


Figura 23. Simulación señales en dos puntos del circuito (Rojo → tensión en R3; Azul claro → corriente en el colector de Q1)

Cada vez que el oscilador entra en acción, la amplitud de este oscilador se construye prácticamente desde cero. El ruido térmico en el circuito también ayuda a crear las oscilaciones, lo que significa que el tiempo de puesta en marcha puede variar considerablemente. Esta variación provoca ruido en la corriente de colector, que se escucha cuando no se recibe ninguna estación.

- b) La frecuencia de extinción se provoca a través de una señal cuadrada** (pulsos entre 0V y 5V). Esta es la alternativa que tiene añadida el circuito para los bloqueos del transistor de alta frecuencia. Esta opción es más eficaz, dado que al introducir una señal cuadrada externa con un generador, se puede ajustar la frecuencia de bloqueo de manera más precisa al configurarla en el generador. Además, como se ha explicado en el punto anterior, de la otra forma el tiempo de puesta en marcha es más susceptible de sufrir variaciones, debido a otros factores como el ruido térmico.

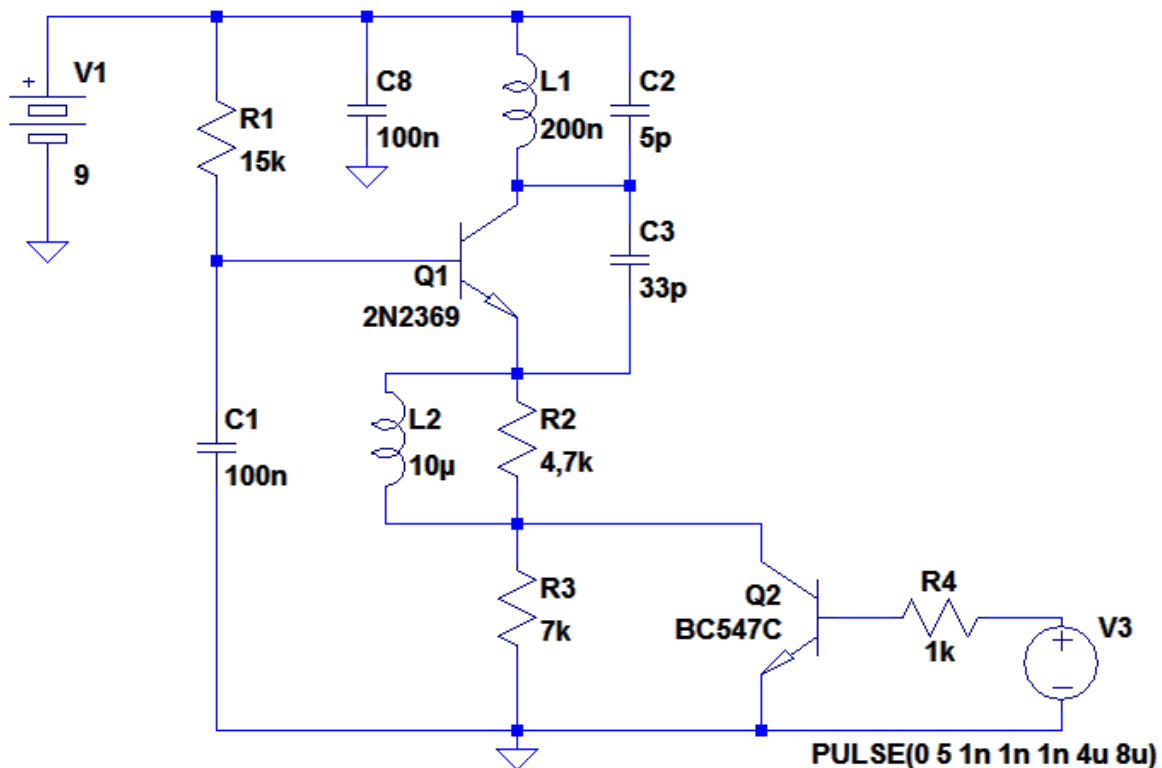


Figura 24. Esquemático oscilador Colpitts con entrada de señal cuadrada.

En el circuito superregenerativo hay que tener en cuenta un factor muy importante, y es que para obtener una buena recepción, en cada intervalo de funcionamiento (o de regeneración) deben recibirse un número suficiente de ciclos de las señales de radio, entre 500 y 1000 ciclos de señal de radiofrecuencia. Esto explica por qué este tipo de receptores no están capacitados para captar señales de frecuencia inferiores a 30 MHz aproximadamente, es decir, por debajo del rango de la banda de VHF, ya que la frecuencia de bloqueo debe ser considerablemente mayor que 20 kHz para que tenga un valor ultrasónico y no se pueda percibir por el oído humano. Una frecuencia de bloqueo suficiente es de alrededor de 60 kHz (como mínimo), entonces: $500 \text{ ciclos} \times 60 \text{ kHz} = 30 \text{ MHz}$.

2.1.4.- Circuito de salida de audio

A la salida de la etapa superregenerativa (entre R2 y R3, llamado V_{entrada} en la figura 25) está presente la señal de baja frecuencia, que es posteriormente amplificada por las sucesivas etapas de baja frecuencia. El circuito completo de las etapas de baja frecuencia se puede ver en la figura 25.

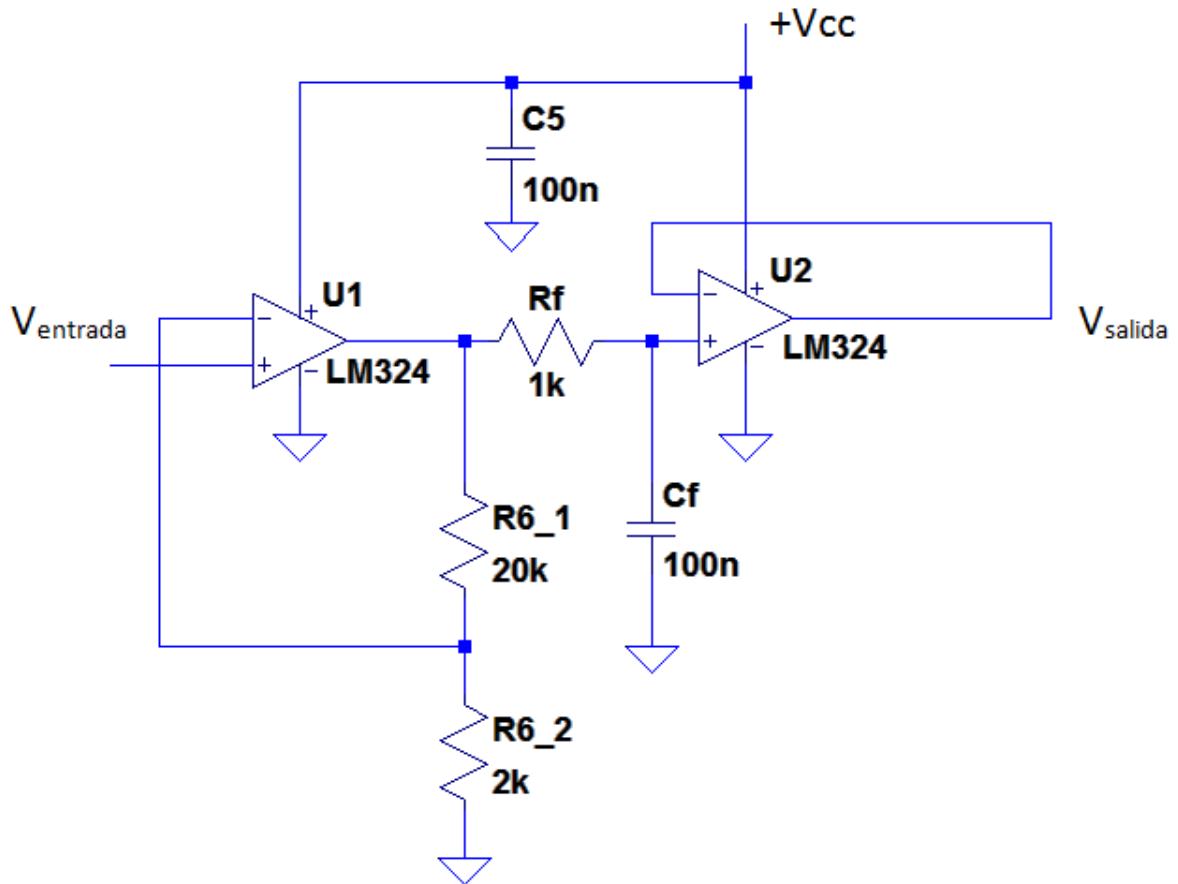


Figura 25. Esquemático del circuito de salida de audio.

Lo primero que se hace es amplificar la señal mediante una configuración de amplificador no inversor, lo que nos permite una amplificación de $(1 + R6_1/R6_2)$. R6 es realmente un potenciómetro de $22k\Omega$, que a la hora de las simulaciones en el LTspice se ha tomado como dos resistencias. A continuación, está el filtro paso bajo. Después, otro amplificador con la configuración “buffer”, en cuya salida se encuentra la señal donde se conectará el altavoz.

3.- Diseño del circuito

3.1.- Esquema

El circuito eléctrico del receptor utiliza solamente dos elementos activos (transistor 2N2369 y BC547C) y varios componentes pasivos. Se puede dividir en dos etapas principalmente. La primera que selecciona, amplifica y demodula la señal de alta frecuencia, y la segunda que amplifica la señal de baja frecuencia.

A la salida del circuito, el receptor proporciona una señal de audio del orden de mV (unos 20 aproximadamente en este diseño). Esto es suficiente para pilotar cualquier amplificador de potencia.

Se va a analizar detalladamente el funcionamiento total del circuito, teniendo en cuenta las dos etapas.

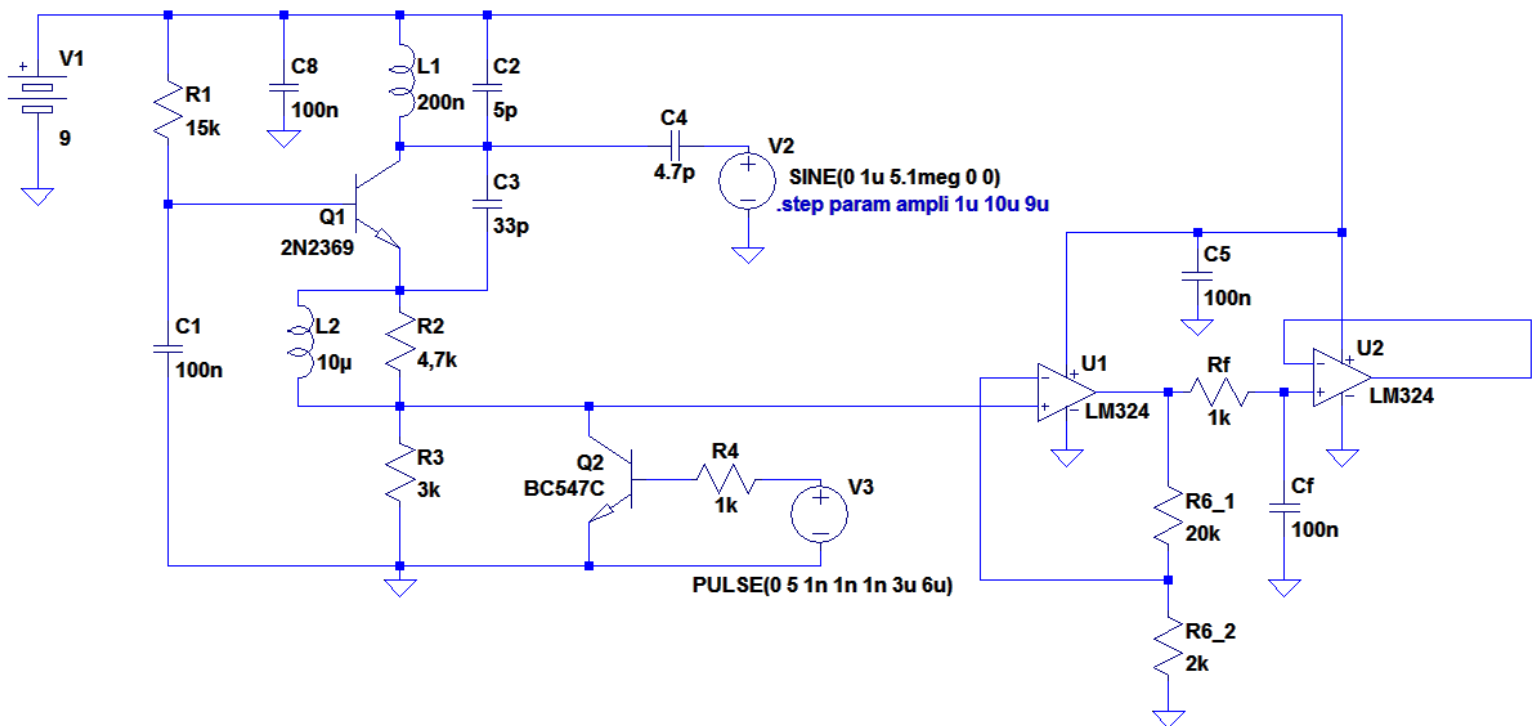


Figura 26. Esquemático del circuito completo, con la generación de la señal de la onda cuadrada.

La resistencia R1 sirve para la polarización de la base del transistor. La polarización de la base del transistor Q1 debe estar bien elegida para que el transistor funcione correctamente en un circuito receptor superregenerativo. Para ser más precisos se podía haber colocado un potenciómetro que permitiera ajustar la resistencia R1, pero con esta configuración es suficiente para este diseño y se evita un número mayor de elementos variables al circuito.

El condensador C1 es el encargado del desacoplamiento del circuito de sintonía, con respecto a la base del transistor.

El condensador C8 es el de desacoplo del transistor de alta frecuencia. El condensador C5 es el de desacoplo que se utiliza para la alimentación del amplificador LM324N. La función de estos condensadores es la de evitar eventuales oscilaciones parásitas.

La señal de radio se conecta a lo que se denomina circuito de sintonía. Está formado por el condensador C2 y la bobina L1. Estos dos elementos permitirán variar la frecuencia a la que va a trabajar el transistor de RF. El condensador es variable, y se puede ajustar entre 4 y 20 pF (trimmer). La bobina tiene un valor muy bajo, del orden de nH, por lo que se construye con un cable. A través de las fórmulas que se verán más adelante (apartado 3.2.- cálculos técnicos del oscilador), se puede construir consiguiendo la inductancia necesitada. El coeficiente de autoinducción de una bobina (solenoides) depende de sus dimensiones, es decir: largo, sección y número de espiras.



Figura 27. Izquierda: bobina construida con hilo de cobre y núcleo de aire. Derecha: condensador variable (o *trimmer*).

En la tabla 2 se puede observar las cualidades que debe tener la bobina de sintonía en el circuito en función de la banda de frecuencias del circuito.

Gama (MHz)	Número de espiras	Diámetro interno (mm)	Longitud (mm)	Toma de antena (nº espira)	Usos
50-80	6	12	15	2	Usos utilitarios
80-110	4	10	12	1 1/2	Radiodifusión en FM
110-150	2	10	8	1	Aviación civil, radioaficionados
150-200	1	12	-	1/4	Radio-taxi, otros usos utilitarios
200-250	1	8	-	1/4	TV, Aeronáutica

Tabla 2. Valores para ajuste de la bobina L1 para diversas bandas de VHF.

Si se reduce el valor del coeficiente de autoinducción de la bobina de sintonía (L1), la frecuencia de oscilación será mayor. De la misma forma, si se baja el valor del condensador variable (C2), disminuye la amplitud pero la frecuencia también aumentará.

La antena es un hilo de cable de unos pocos centímetros (no es muy relevante la longitud, de unos 10cm es suficiente), y se conecta al circuito de sintonía, con un condensador de 4,7 pF entre ellos. Dependiendo de la banda que se quiera recibir, la antena puede ir unida a la bobina de sintonía o al circuito (entre el circuito de sintonía y el transistor de RF). En este caso, la antena está colocada de la segunda forma propuesta. Para la simulación, se ha utilizado una señal senoidal de amplitud 1μV.

C3 es el acoplamiento entre los dos circuitos (sintonía y extinción). El valor de este condensador es de 33 pF. El acoplamiento entre estas dos etapas no es una de las partes más delicadas del receptor, por lo que no es crítico este valor del condensador, aunque debe ser mayor que C2.

Es aconsejable utilizar un transistor diseñado para radiofrecuencias (como el 2N2369), ya que es difícil hacer trabajar al circuito usando un dispositivo de frecuencia de audio ordinario, como el BC547C. Esto es porque, al no estar diseñado para frecuencias tan altas, se calienta mucho, y no consigue llegar a frecuencias superiores a 85MHz, aunque teóricamente debería poder.

El perfecto funcionamiento de la etapa de alta frecuencia viene señalado por un fuerte ruido de fondo, que desaparece cuando se capta una emisora.

El circuito de extinción está formado por la bobina de choque L2 (10μH) en paralelo con una resistencia de 4,7 kΩ, que irán conectados a un potenciómetro de 22kΩ (llamado R3

para las simulaciones) y al colector del transistor BC547C. La bobina de choque L2 impide la circulación de las corrientes de RF a masa, garantizando así la realimentación entre colector y emisor del transistor de RF.

La resistencia R3 es un potenciómetro multivuelta como el de la figura 30, que se utiliza para variar la amplitud de la señal, de forma que haya un modo de ajustar la amplitud sin modificar la frecuencia a la que trabaja. Si se aumenta el valor de R3, disminuye la amplitud del oscilador.



Figura 28. Potenciómetro multivuelta.

Para poder controlar la frecuencia de extinción, la forma más precisa posible es con un transistor que trabaje entre corte y activa, a través de una onda cuadrada (entre 0 y 5 V) que se genera a la frecuencia deseada. Esta frecuencia, como se ha comentado anteriormente, no puede ser menor de 20 kHz, para evitar el fuerte pitido. En este caso, se usará una de valor superior a 100kHz (entre 130 y 170 kHz aprox.). Esto supone un tiempo de ciclo de 6µs a 8 µs. De esta manera, el circuito se activa cuando la señal cuadrada se encuentra en 0V. Entre la señal cuadrada generada y el transistor (se ha utilizado el BC547C, dado que no se necesita uno de alta frecuencia para este fin), se ha colocado una resistencia de 1kΩ para la polarización de la base.

La amplitud de la oscilación parte prácticamente de cero cada vez que el transistor 2N2369 entra de nuevo en acción. El propio ruido térmico de los componentes sirve como elemento auxiliar inicial para el arranque de las oscilaciones. Como es un ruido de tipo aleatorio, ello implica que el instante de arranque del transistor tras el anterior autobloqueo puede variar considerablemente.

Al ser a veces diferente la duración del proceso de estimulación de las oscilaciones, se producen rápidas variaciones irregulares en la corriente media de colector y emisor, y estas variaciones irregulares son las que pasan hacia el circuito amplificador de audio, lo que se percibe como el fuerte ruido de soplido que se escucha cuando no se recibe ninguna emisora. Además, las oscilaciones generadas por el transistor, que a su vez son moduladas por el ruido que genera la reacción, son susceptibles de ser radiadas por la bobina de sintonía (L1) o la antena que se conecte al receptor, y son las señales parásitas

las que pueden perturbar los receptores próximos sintonizados en la misma banda de frecuencias en la que está sintonizado el receptor superregenerativo.

Tras el circuito de extinción, se tratará la señal de baja frecuencia a través de un amplificador LM324N. En el esquema del *Datasheet* de este componente podemos observar su estructura. Este componente cuenta internamente con 4 amplificadores, de los cuales se utilizan dos en este TFG.

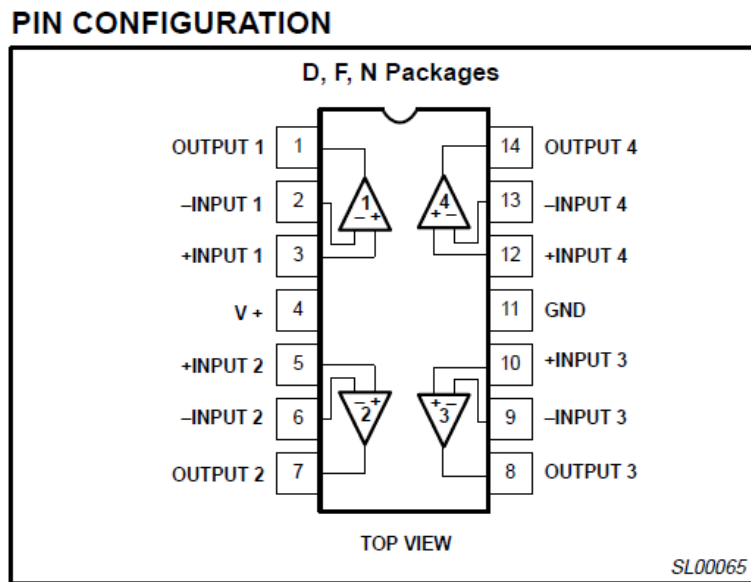


Figura 29. Esquema del amplificador LM324N.

El primer amplificador (U1) tendrá la función de amplificar la señal, utilizando una configuración de amplificador no inversor, como se puede observar en el esquema. Para poder variar la ganancia durante las pruebas, en vez de colocar dos resistencias fijas, se ha decidido utilizar un potenciómetro (R6 en el esquemático) de 22kΩ. En la figura 30 se puede ver el circuito para una configuración no inversora, y su fórmula (ecuación 25).

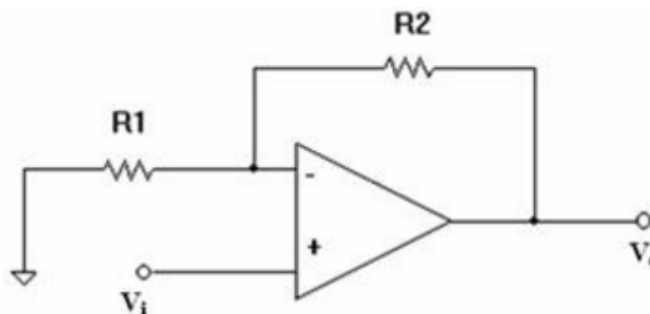


Figura 30. Configuración no inversora amplificador operacional.

$$V_o = V_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

(Ecuación 25)

A continuación, la señal de audio amplificada pasa a través del filtro, compuesto por la resistencia R_f ($1k\Omega$) y el condensador cerámico C_f ($100nF$), cuyo objetivo es reducir el ruido de fondo. Este es un filtro paso bajo que tendrá una frecuencia de corte de 1,6 kHz.

La red RC formado por R_f y C_f que une el detector superregenerativo con la etapa amplificadora de audio, es un filtro RC paso bajo, que ayuda a disminuir la amplitud del ruido de fondo para que no sea tan molesto, porque el ruido que generan los receptores superregenerativos en ausencia de señal tienen muchas componentes de altas frecuencias de audio. Con la ecuación 26 se puede calcular la frecuencia de corte en función de la R y la C del filtro.

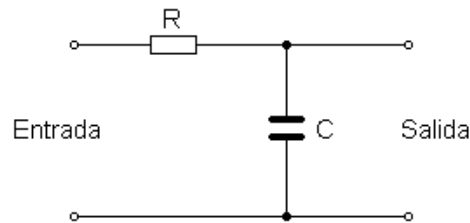


Figura 31. Configuración filtro paso bajo.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

(Ecuación 26)

Por último, la señal de salida atravesará otro amplificador (U_2) con una configuración de *buffer*, es decir, conectando la salida del filtro al terminal positivo, y con realimentación negativa conectando directamente la salida a la entrada negativa del amplificador. Se trata de un amplificador no inversor cuya resistencia de entrada vale infinito y la resistencia de salida vale cero, y ganancia unidad. Esta configuración aísla los dos circuitos, evitando que un circuito resulte una carga para el otro, al no dejar circular la corriente, pero si tener el mismo nivel de voltaje en la entrada V_+ que en V_{out} .

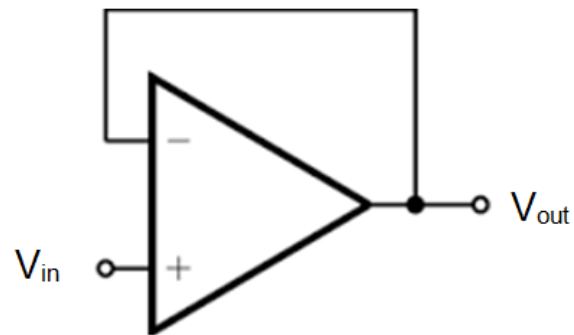


Figura 32. Configuración *buffer* AO.

$$V_{out} = V_{in}$$

(Ecuación 27)

3.2.- Cálculos técnicos del oscilador

En este apartado se van a calcular numéricamente tres puntos importantes para el circuito.

1) Una de las partes más críticas del oscilador es el circuito de sintonía, formado por L1 y C2. La bobina de sintonía L1 debe ser autoconstruida, ya que es de una inductancia muy baja y no existen en el mercado. A continuación se explica cómo se ha calculado la inductancia de la bobina (con núcleo de aire). El coeficiente de autoinducción de una bobina (solenoides) depende de sus dimensiones: largo, sección y número de espiras.

$$L = 1,257 \frac{n^2 \times S}{10^8 \times l}$$

(Ecuación 28)

Donde:

- L = coeficiente de autoinducción en henrios (H)
- n = número de espiras
- S = sección abarcada por una espira en centímetros cuadrados (cm²)

Cálculo de S en función del diámetro (D):

$$S = \frac{\pi D^2}{4}$$

(Ecuación 29)

- l = largo del solenoide en centímetros (cm)

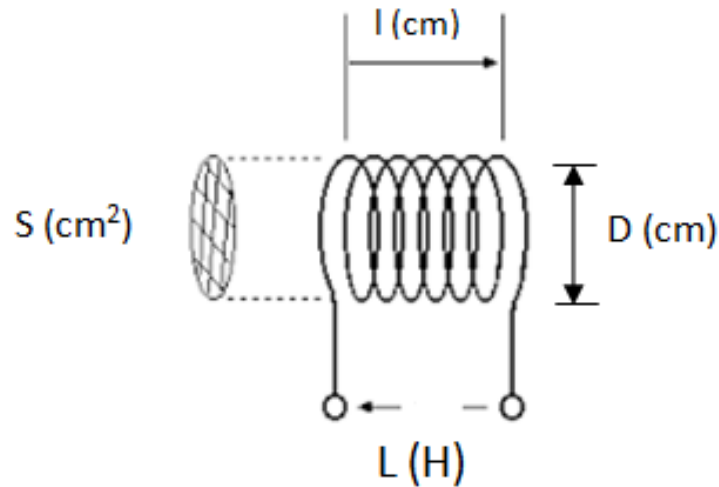


Figura 33. Dimensiones de una bobina de núcleo de aire.

Consultando la tabla 2 para ajustes de la bobina L1, y dado que el uso que se le quiere dar es el de radiodifusión en FM (80-110 MHz), utilizamos los datos de esa fila (aunque estos son orientativos y no tienen que ser exactos):

$$n = 4 ; D = 1 \text{ cm} ; l = 1,2 \text{ cm};$$

Con las ecuaciones 28 y 29 (con especial atención en las unidades) se puede calcular la L:

$$S = \frac{\pi (1)^2}{4}$$

$$L = 1,257 \frac{4^2 \times \frac{\pi (1)^2}{4}}{10^8 \times 1,2} = 1,32 \times 10^{-7} \text{ H} = 132 \text{ nH}$$

Como es una bobina construida a mano, este valor es aproximado, y para las simulaciones se ha utilizado un valor de L1 = 200 nH.

Para calcular la frecuencia de un oscilador Colpitts simple se podría usar la ecuación 10, y podemos comprobar que se puede conseguir la frecuencia aproximada del oscilador que se busca. Para hacer un ejemplo con datos, se puede suponer los valores de L1=200 nH, C3 = 33 pF y C2 = 15 pF.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(200 \times 10^{-9} \left(\frac{33 \times 10^{-12} \times 15 \times 10^{-12}}{33 \times 10^{-12} + 15 \times 10^{-12}} \right))}} = 110 \text{ MHz}$$

2) También se debe calcular la frecuencia de bloqueo del transistor. Como se ha explicado ya, el transistor debe recibir entre 500 y 1000 ciclos de radio para obtener una buena recepción. Como se pretende recibir señales entre 80 y 110 MHz, suponiendo los dos casos extremos tendríamos las siguientes frecuencias de bloqueo:

$$80 \text{ MHz} / 1000 \text{ ciclos} = 80 \text{ kHz}$$

$$110 \text{ MHz} / 500 \text{ ciclos} = 220 \text{ kHz}$$

Esto nos proporciona un rango en el que se debe trabajar para el caso de radiodifusión en FM. Como las radios comerciales se encuentran entre los 88 y 108 MHz, por ejemplo para una emisora que se encuentra en 100 MHz (un valor intermedio cualquiera), y para una frecuencia de bloqueo entre las dos anteriormente calculadas, como 150 kHz, se tiene:

$$100 \text{ MHz} / 150 \text{ kHz} = 667 \text{ ciclos de radio recibidos}$$

3) Frecuencia del filtro paso bajo. Este filtro se encuentra en la etapa amplificadora de audio. Está pensado para disminuir el ruido de fondo que tiene componentes de altas frecuencias. Para este filtro se ha utilizado una $R_f = 1\text{k}\Omega$ y un $C_f = 100\text{nF}$. Con la ecuación 26 se puede calcular la frecuencia de corte del filtro:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times 100 \times 10^{-9}} = 1,6 \text{ kHz}$$

3.3.- Simulación del LTspice con la entrada de la onda cuadrada

En la figura 34 se puede ver la primera parte del circuito, con la entrada de la onda cuadrada, y sin la parte de amplificación. Para poder estudiar los distintos puntos del circuito de manera lo más clara posible, se marcan los puntos donde se realiza la simulación.

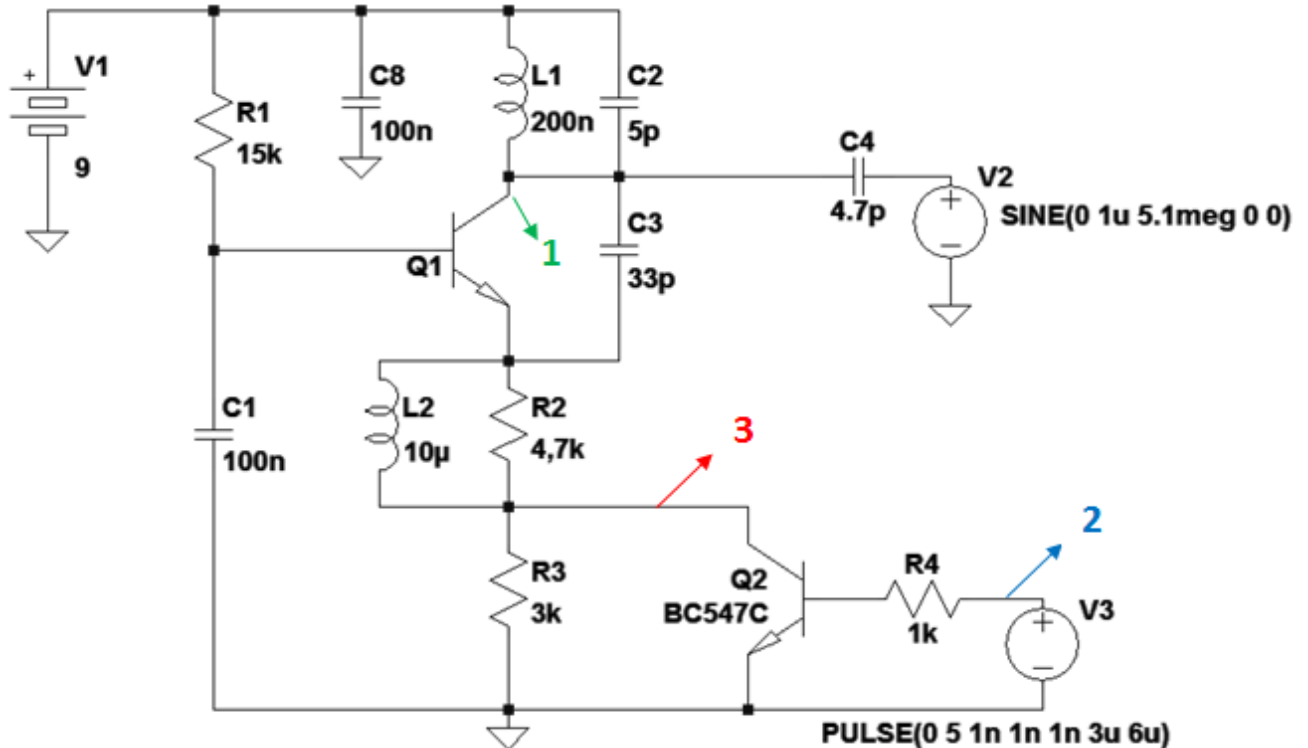


Figura 34. Subdivisión 1 del esquemático del circuito completo.

En el programa de simulación, no hace las regeneraciones seguidas, sino que tarda varios ciclos en volver a comenzar las oscilaciones. Esto no debería ser así, ya que se sabe que, tanto teóricamente, como en las pruebas realizadas sobre el circuito, a cada ciclo de la señal cuadrada se regenera la oscilación del transistor de alta frecuencia. Aun así, los ciclos que lo hace como debería, se ve que funciona correctamente.

Para una frecuencia de oscilación de 167 kHz, la configuración de la señal cuadrada que se introduce en el programa de simulación es la que aparece en la figura 35, con un tiempo de ciclo de 6μs:

$$1s / 6\mu s = 167kHz$$

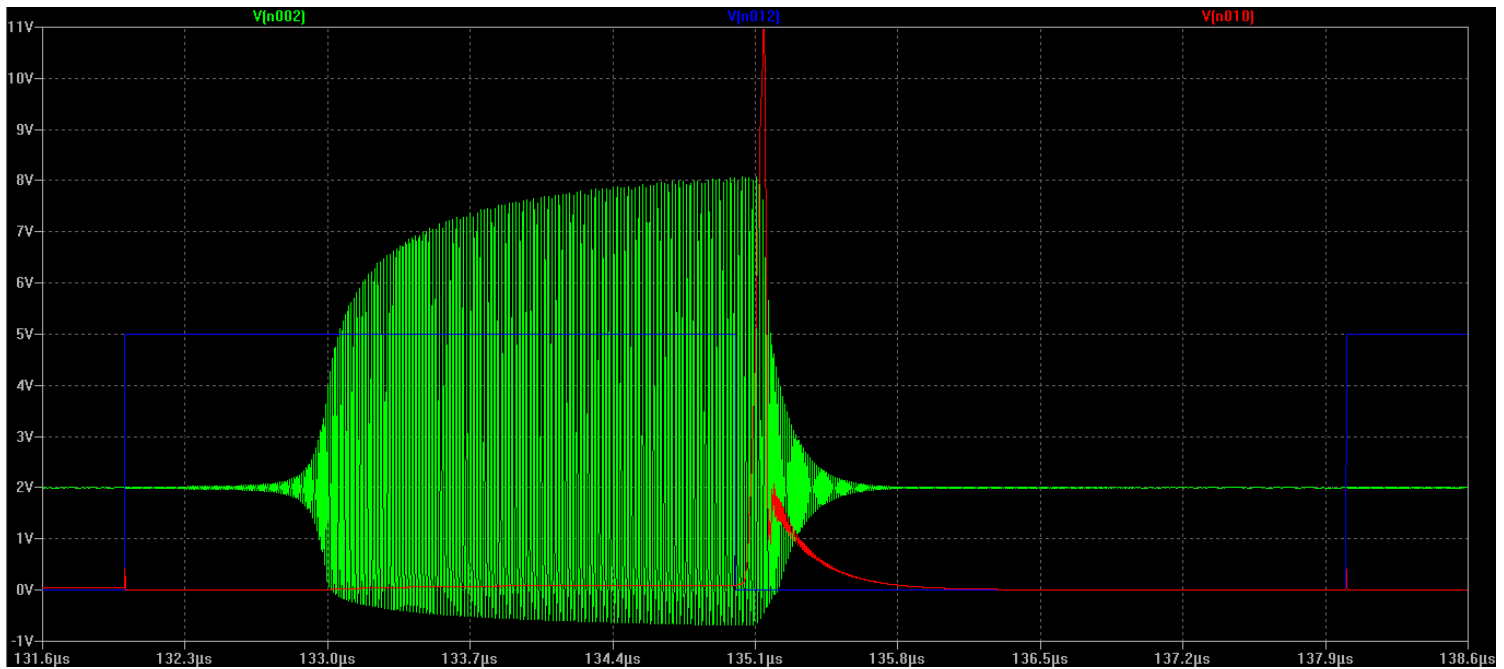


Figura 35. Simulación en puntos 1 (Verde → voltaje en el colector de Q1), 2 (Azul → onda cuadrada (V3)) y 3 (Rojo → voltaje en R3).

3.4.- Elección del transistor

La elección de Q1 es una parte compleja del TFG. Teóricamente se necesita un transistor preparado para radiofrecuencias, por lo que se elige uno disponible en el mercado y en LTspice, que es el 2N2369. Alternativamente también se han hecho pruebas con el transistor BF494, también utilizado en circuitos que trabajan a frecuencias como las de este TFG, y con el BC547C.

Un inconveniente importante es la frecuencia a la que es capaz de leer señales el osciloscopio disponible en el laboratorio, ya que al utilizar los transistores de radiofrecuencia 2N2369 o BF494, no consigue leer la señal que está proporcionando el oscilador. Esto es un problema, ya que de esta manera no se sabe en qué frecuencia se está trabajando y es muy complicado ajustar la frecuencia del oscilador a través del circuito de sintonía.

Debido a lo mencionado anteriormente, para saber que el circuito funciona correctamente se utiliza el transistor BC547C en las pruebas de laboratorio. Este transistor es de uso más común, y pensado para trabajar a frecuencias menores que las de este diseño. Es por esto, que la frecuencia máxima que se consigue alcanzar con este transistor es de unos 83MHz, por lo que no llega al rango deseado para poder sintonizar una frecuencia de radio comercial. A pesar de ello, con el osciloscopio se pueden tomar las medidas del circuito con este transistor, y se puede comprobar como el funcionamiento del diseño fabricado en este TFG es exactamente el esperado.

Por tanto, todas las imágenes sobre las medidas del osciloscopio en las pruebas en el laboratorio, serán con el uso del transistor BC547C.

Como observación, cabe destacar que un uso prolongado del circuito utilizando el transistor BC547C como Q1, hace que se caliente en exceso, ya que son frecuencias muy elevadas para dicho transistor.

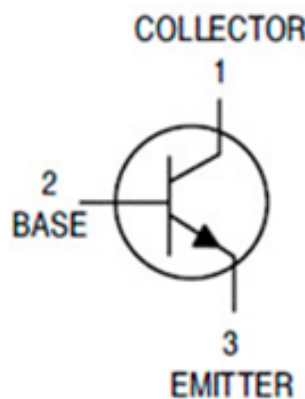


Figura 36. Representación transistor BJT NPN.

A continuación se muestran los tres transistores con los que se han hecho pruebas en Q1, de forma que se vea claramente a qué corresponde cada pata del transistor. En el punto 10 "Anexos" estarán las hojas principales de los *Datasheet* de cada uno.

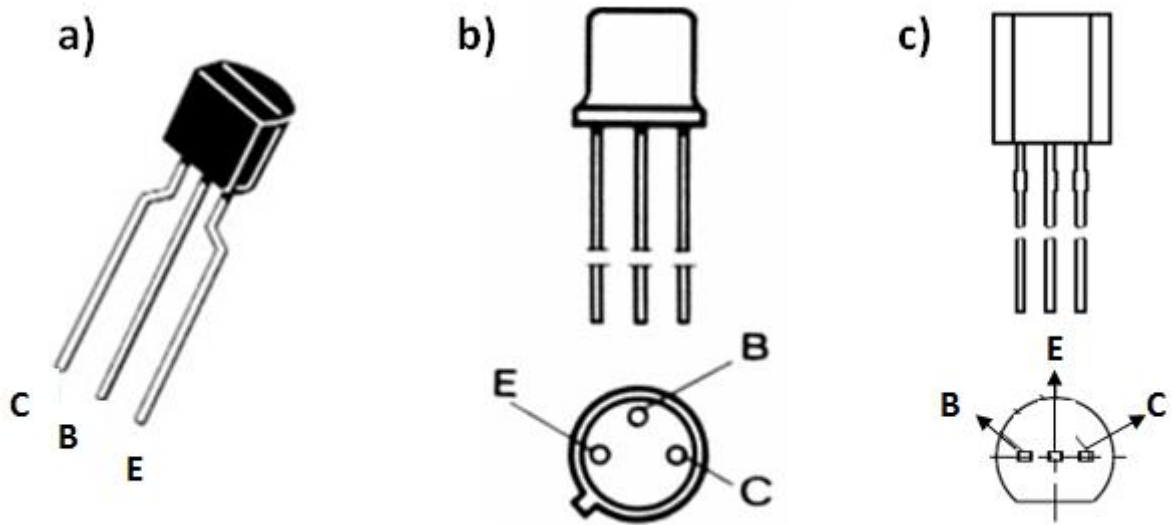


Figura 37. Transistores a)BC547C b)2N2369A c)BF494.

3.5.- Simulación de recepción de una señal

En la figura 38, se puede ver la parte del circuito que trata la señal que se obtiene sobre el potenciómetro R3, que proporciona la señal llamada “SALIDA”, donde se conecta finalmente el altavoz. Para la simulación, se han utilizado dos amplificadores operacionales ideales del programa LTspice llamados *opamp*, para los cuales hay que añadir la librería que se ve en el esquema.

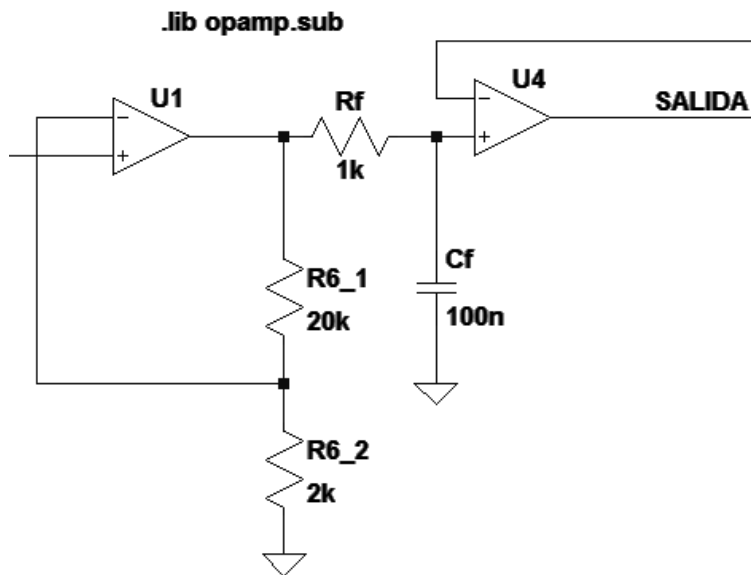


Figura 38. Subdivisión 2 del esquemático del circuito completo.

En la figura 39 se ve la señal de salida del circuito, tras la amplificación y ser filtrada.

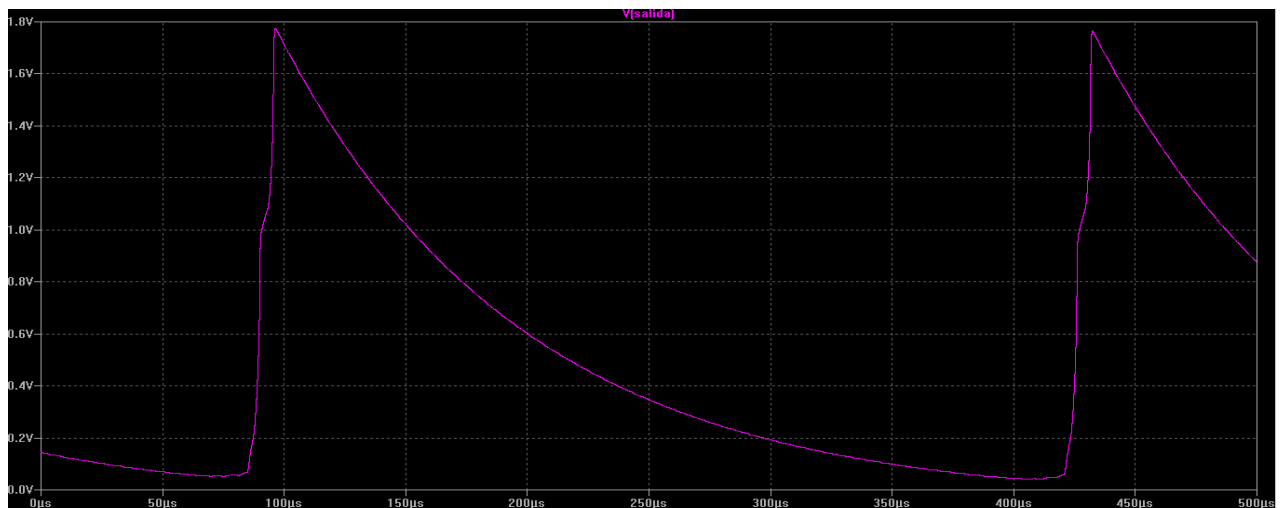


Figura 39. Señal a la salida del circuito completo.

4.- Construcción y pruebas

4.1.- Diseño PCB

Para la construcción de la PCB se ha utilizado el programa de diseño OrCAD Layout. Aunque se puede hacer directamente sobre esta herramienta del programa, es más eficaz hacer el circuito en OrCAD Capture, en el cual se pueden hacer también las simulaciones. Como a la hora de construir el circuito ya se habían hecho todas las simulaciones necesarias en el LTSpice, simplemente hay que copiar el esquemático.

En el OrCAD Capture no hace falta introducir los valores de los componentes, ya que solo interesa la huella para hacer la exportación al OrCAD Layout. Algunas de las huellas vienen asociadas automáticamente, y otras hay que introducirlas manualmente.

Lo primero que se hace cuando se genera el circuito del esquemático al OrCAD Layout es definir las medidas de la placa. La unidad de medida con la que se trabaja en la placa es milésimas de pulgada, por lo que para hacerse una idea en el sistema métrico se puede recurrir a la siguiente conversión:

$$1\text{pulgada} = 2,54\text{cm}$$

Las medidas de la placa son $2975\text{mils} \times 2500 \text{ mils}$ (mils = milésimas de pulgada). Realizando la conversión obtenemos unas medidas de $7,56\text{cm} \times 6,35\text{cm}$.

Se determina el número de capas de rutado, en este caso se usan la "TOP" y la "BOTTOM". El plano de masa será sólido y ocupará toda la capa "BOTTOM".

En esta herramienta de diseño se puede modificar también el tamaño de los "pads" y el tamaño del taladro. El ancho de las pistas se aumentará respecto al que aparece por defecto, para evitar problemas en el circuito con la circulación de corrientes elevadas.

El emplazamiento de los componentes se hace de manera manual, y después se utiliza la opción de rutado automático. A continuación, se podrán modificar las pistas que se considere oportuno. Es importante tener en cuenta algunos criterios, como evitar los ángulos rectos en las conexiones. Las pistas se harán lo más cortas posible.

En la figura 40 se puede observar la placa después del rutado en el programa OrCAD Layout.

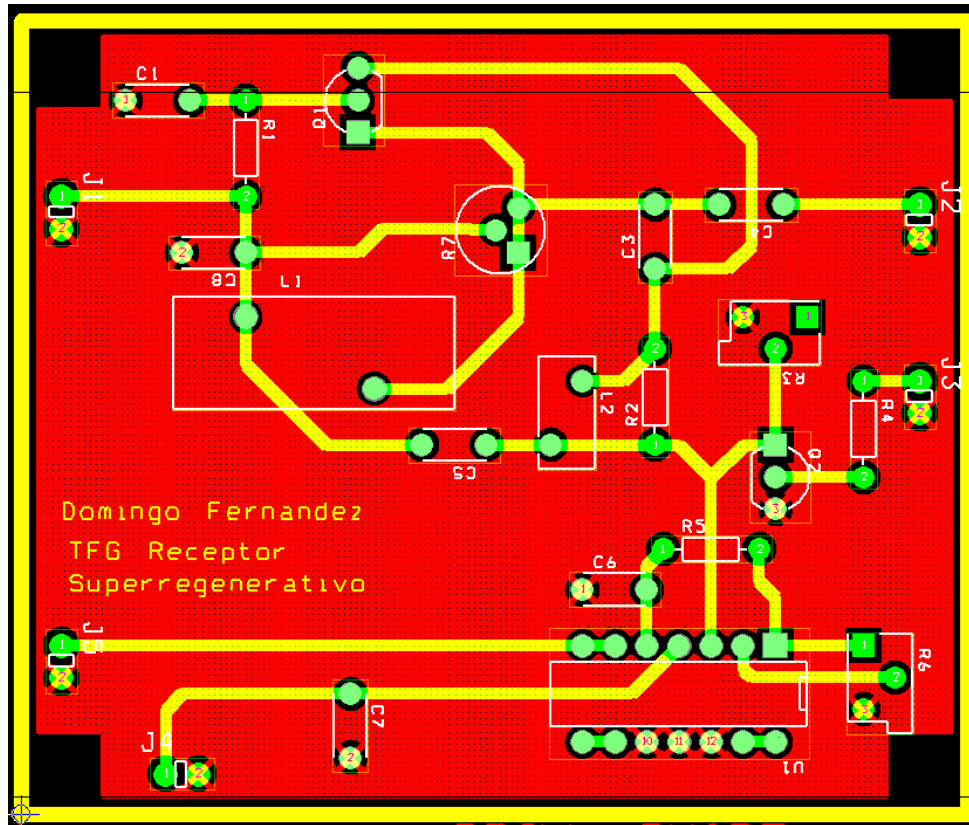


Figura 40. PCB con todas las capas activadas en OrCAD Layout.

Para la bobina L1 se ha utilizado una huella de una bobina con unas medidas que se aproximarán a las dimensiones estimadas en los cálculos.

En las cuatro esquinas hay una parte sin plano de masa, para poder realizar un taladro para colocar los cuatro apoyos en la PCB.

En las figuras 41 y 42 se representa el fotolito de la capa "TOP" y "BOTTOM".

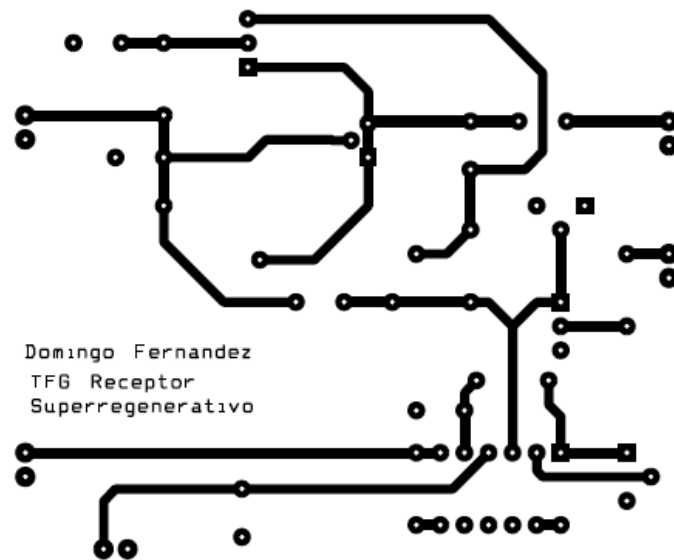


Figura 41. Fotolito capa "TOP" de la PCB.

En el momento de hacer estas impresiones que serán las utilizadas para la fabricación de la PCB, será mejor activar la opción en "*Properties*" de "*Force Black & White*", para conseguir resultados óptimos de impresión del fotolito. Con la opción "*Keep Drill Holes Open*" se consigue que marque el taladro de los "pads".

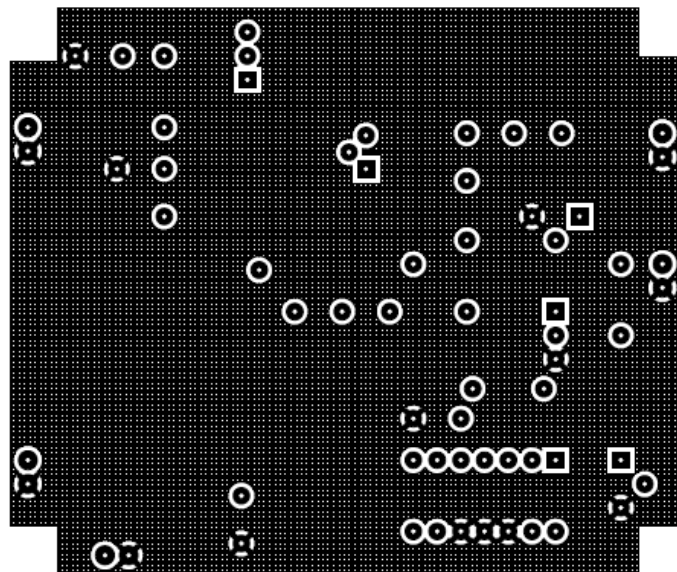


Figura 42. Fotolito capa "BOTTOM" de la PCB.

4.2.- Fotografía circuito montado

En la figura 43 se ve el circuito montado con todos los componentes. Se ha preferido marcar donde van las conexiones por motivos de claridad, para evitar que el cableado pudiera empeorar la visualización.

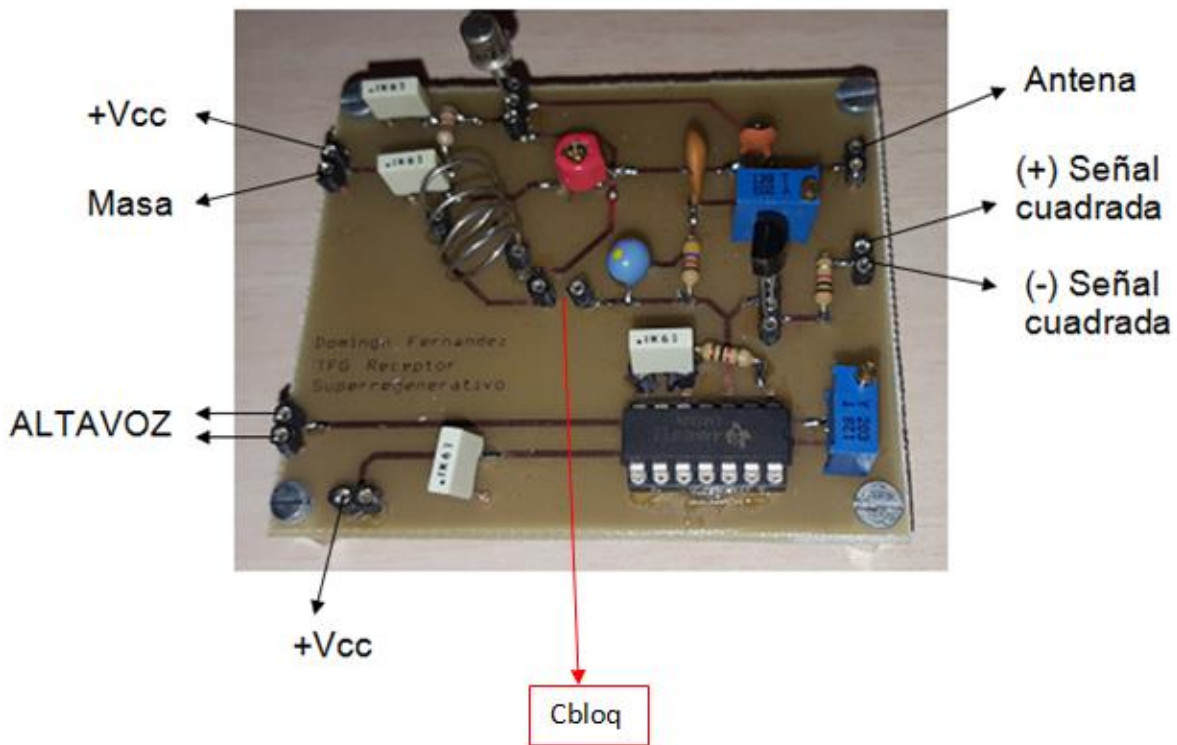


Figura 43. Fotografía de la placa con los componentes, señalando donde se deben realizar las conexiones.

En el caso de que los bloqueos del transistor se hagan con el condensador de bloqueo, habría que desconectar la señal cuadrada, y colocar el condensador en el punto indicado con la flecha roja (Cbloq).

Como observación, el condensador C2 variable no tiene la misma huella que la que se utilizó al diseñar el circuito, ya que solo tiene 2 patillas. Esto no supone ningún inconveniente, ya que la huella que se había utilizado era con la idea de un condensador de 3 patillas, y dos estaban conectadas entre sí, por lo que no afecta en nada.

El plano de masa se encuentra todo en la capa "BOTTOM" como ya se explicó, por lo que en la capa inferior solo tiene soldado los puntos de los componentes que están conectados a tierra. El resto están soldados en la capa superior.

4.3.- Banco de pruebas

En el laboratorio se dispone de todas las herramientas necesarias para el funcionamiento del circuito, exceptuando el altavoz.

Para la alimentación del circuito (V_{cc}) se puede utilizar la fuente de alimentación de la figura 44. Se puede ajustar al voltaje deseado, en el caso de este TFG unos 9V.



Figura 44. Fuente de alimentación FAC-662B de PROMAX.

Como se ha explicado ya, cuanto más estable sea la alimentación, mejor respuesta tendrá el circuito. Las fuentes de alimentación son menos estables que las baterías o pilas. Para conseguir una alimentación estable de 9V, se han utilizado dos pilas de 4,5V en serie, tal y como aparece en la figura 45.



Figura 45. Dos pilas de 4,5V en serie.

Para la generación de la onda cuadrada, se ha utilizado el generador de ondas de la siguiente figura. Como se puede observar en la imagen, su uso es muy sencillo, ya que se puede configurar directamente para generar una onda cuadrada, y colocar el orden de frecuencias en el que se quiere trabajar para ajustarlo de manera precisa con la rueda de "FREQUENCY".



Figura 46. FG3C Function Generator (Wavetek Meterman).

El osciloscopio digital cuenta con dos canales y menú de configuración automático con selección de señales. Como se puede observar sobre la pantalla, posee un ancho de banda de 100 MHz. Tiene dificultades para medir señales superiores a este valor, lo que supone un problema para ajustar el oscilador.

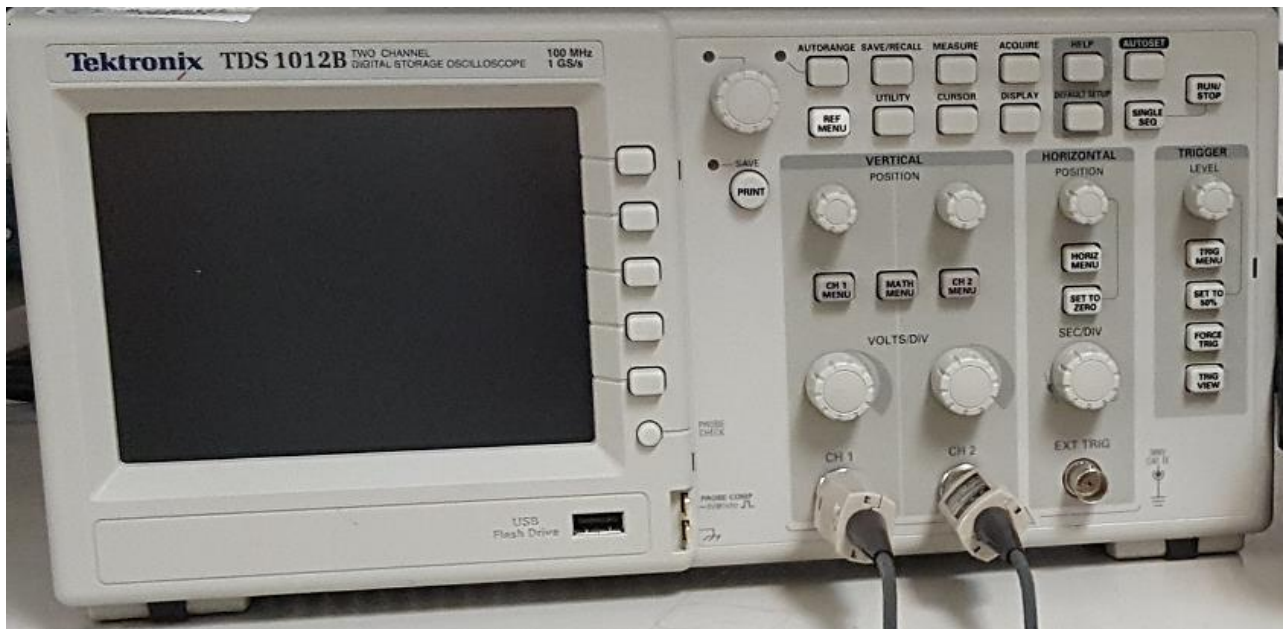


Figura 47. Osciloscopio TDS 1012B, Tektronix.

El altavoz elegido es uno de conexión alámbrica. A la salida del circuito se ha colocado un adaptador, y ahí se conecta directamente dicho altavoz.



Figura 48. Altavoz X-mini.

4.4.- Medidas osciloscopio

Se vuelve a mostrar el esquema del circuito completo, para señalar cuatro puntos (con números y fondo en naranja) en los que se ha colocado el canal correspondiente del osciloscopio para obtener esa señal.

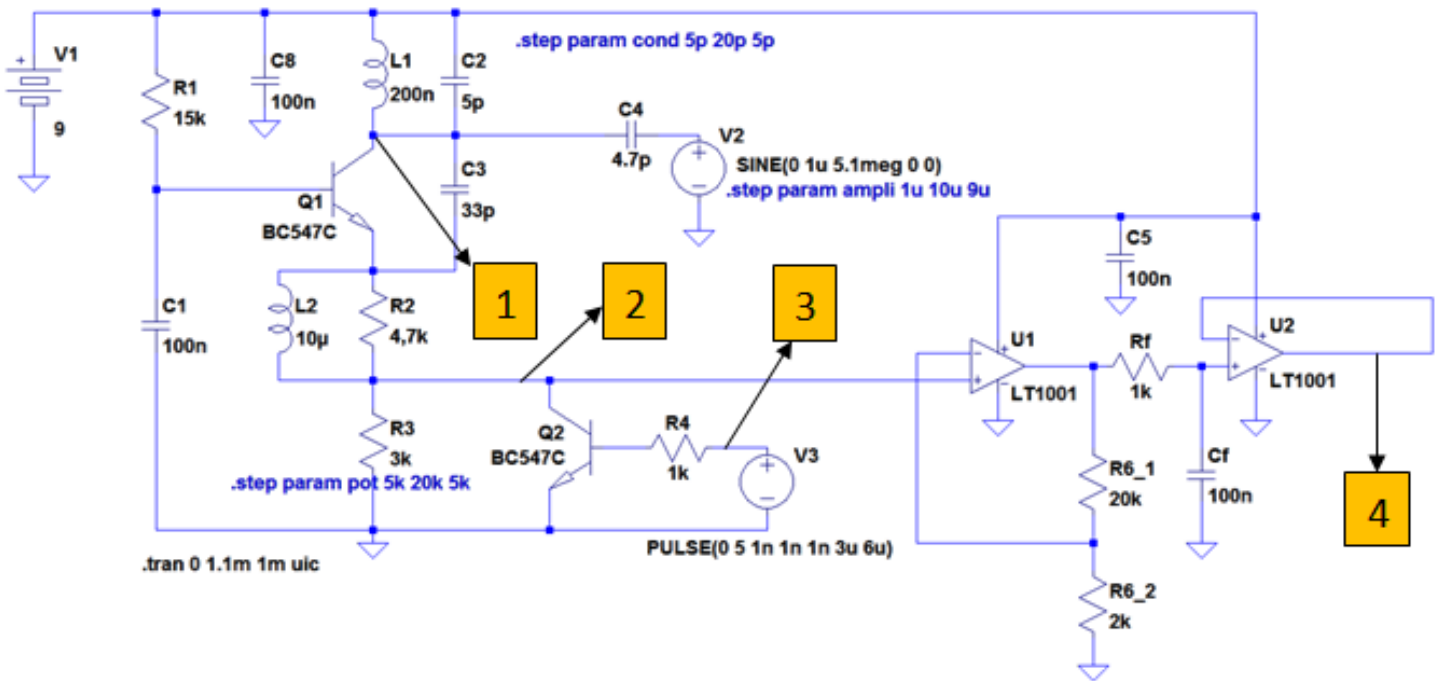


Figura 49. Esquema del circuito completo señalando cuatro puntos.

El canal 1 (CH1) del osciloscopio será el que se vaya cambiando de punto del circuito para tomar las medidas, y el canal 2 (CH2), siempre que esté activado, estará representando la señal cuadrada del generador (punto 3).

Lo primero que se debe hacer, si no está configurado el circuito, es ajustar el oscilador a la frecuencia deseada. Para ello, no se conecta el generador de onda cuadrada. Esto es lo que se ve en la siguiente imagen, en la pantalla del osciloscopio.

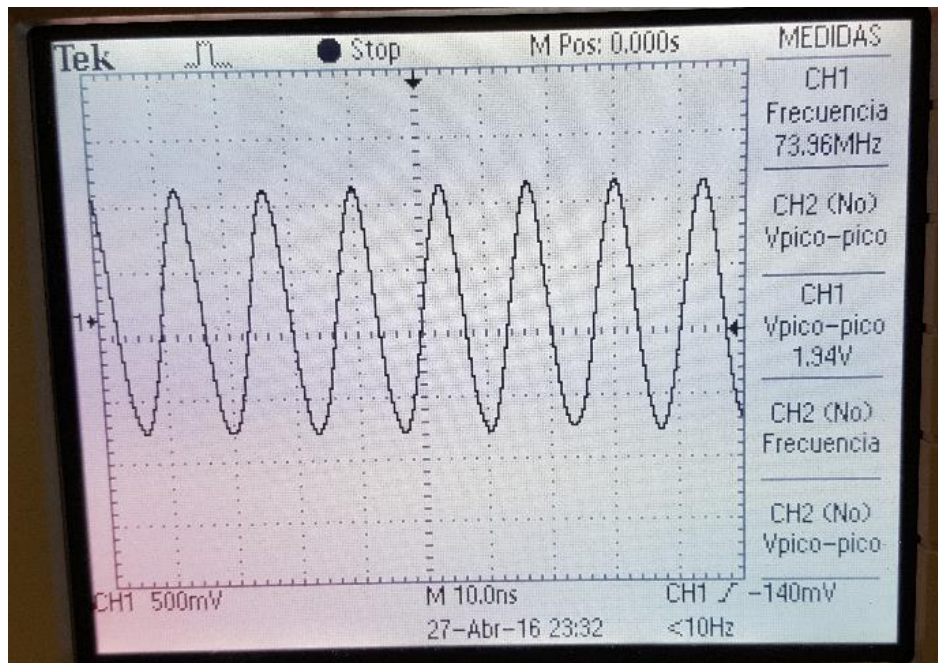


Figura 50. Señal en el punto 1 (oscilador sin el generador de onda cuadrada).

Se puede observar como la señal con los bloqueos se amplifica considerablemente respecto al oscilador sin bloqueos.

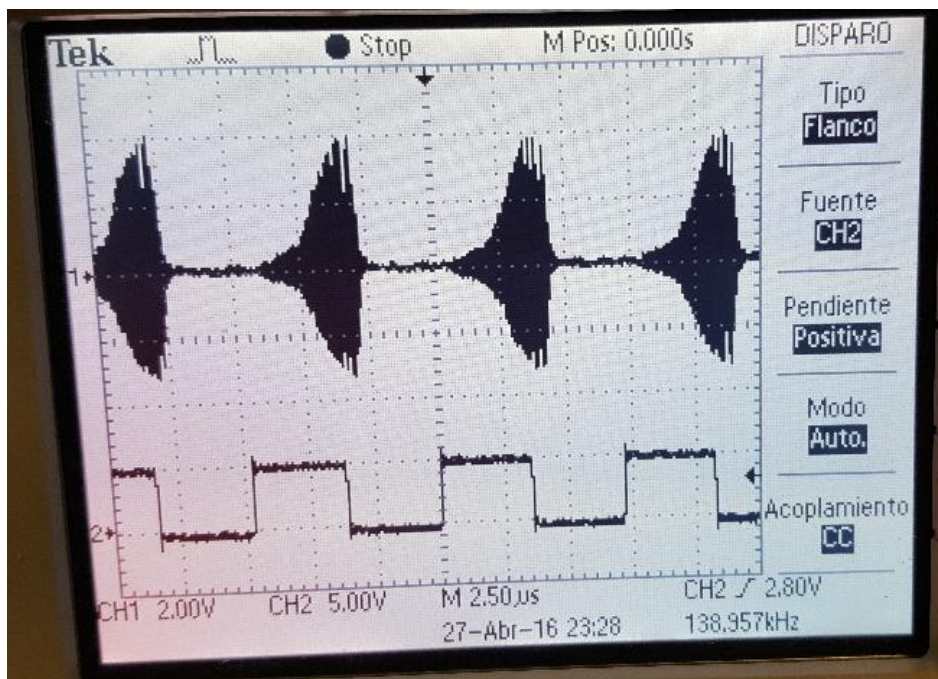


Figura 51. Señal en el punto 1 (CH1) y en el punto 3 (CH2).

En el momento en que la señal cuadrada tiene un valor de 0V, se produce un pico en la señal registrada a la salida de la parte regenerativa del circuito, que se observa en la siguiente imagen.

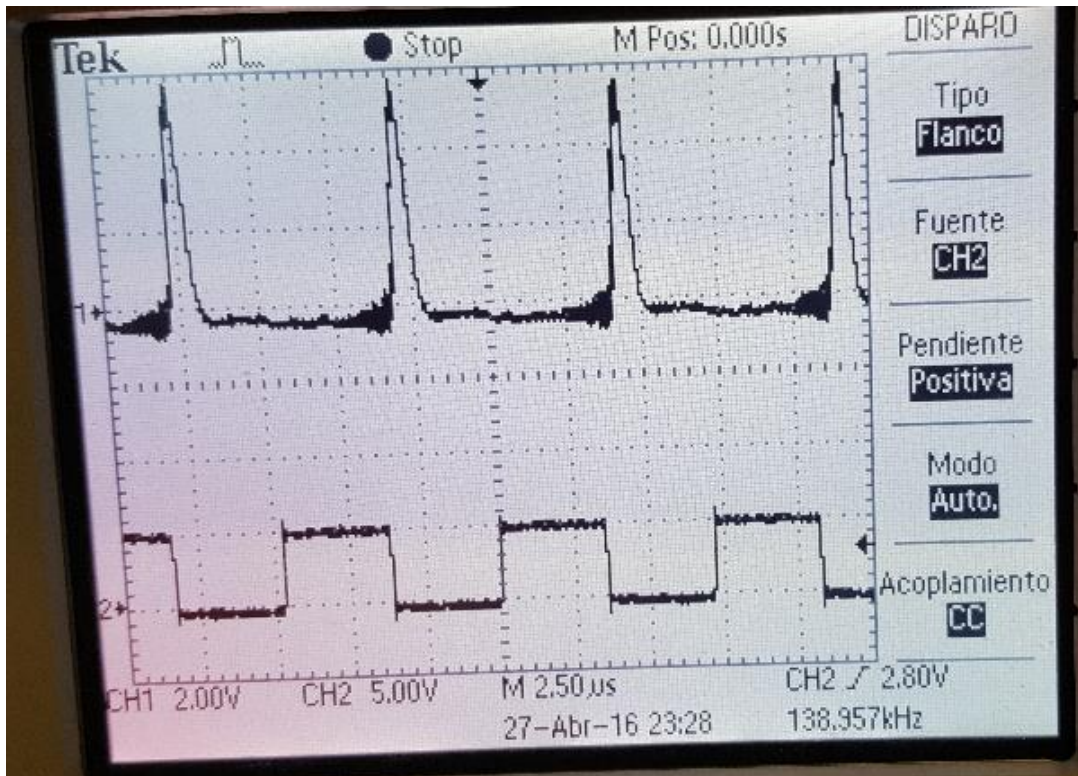


Figura 52. Señal en el punto 2 (CH1) y en el punto 3 (CH2).

La señal es tratada por la etapa de baja frecuencia y amplificadora de audio. Tras el primer AO, la señal es la misma que la de la figura anterior pero amplificada en función de los valores que se les haya dado a R6_1 y R6_2 según la ecuación 25.

Por último, se representa en la pantalla del osciloscopio la señal a la salida del circuito, tras el filtro paso bajo y el *buffer*.

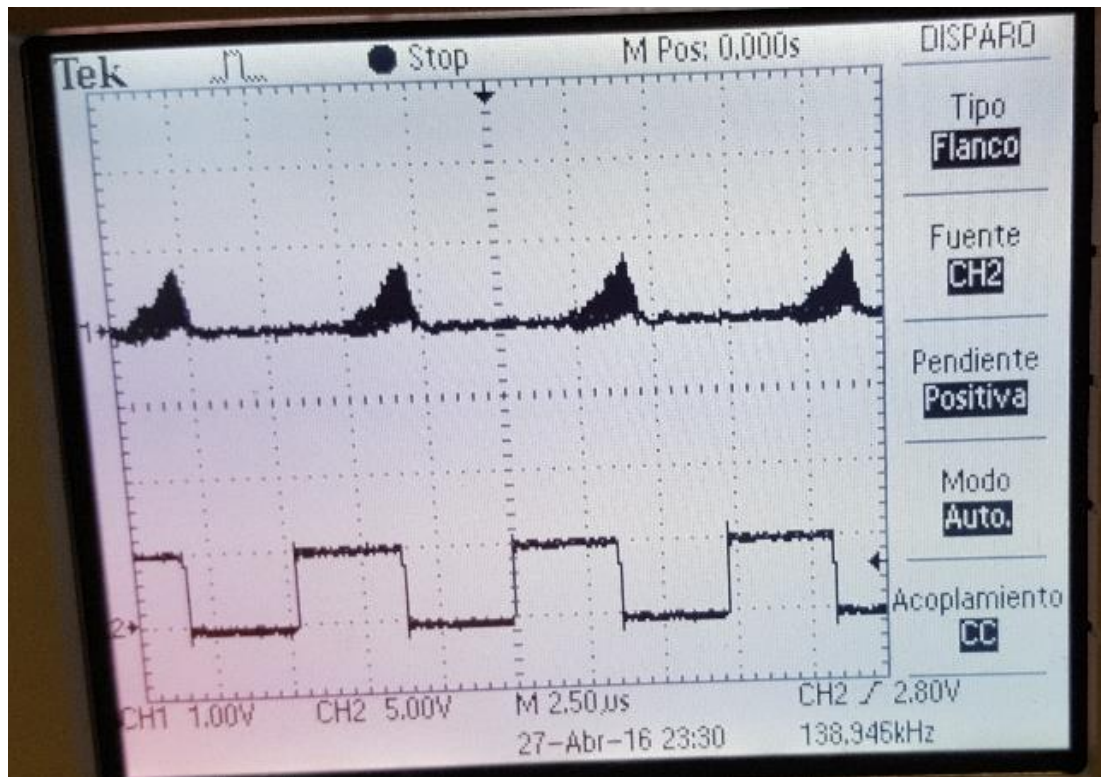


Figura 53. Señal en el punto 4 (CH1) y en el punto 3 (CH2).

4.5.- Comparación con las simulaciones

En la figura 54 se puede observar como la frecuencia del oscilador es de 98 MHz. En las simulaciones se puede alcanzar sin problema estas frecuencias. Comparando las señales se puede ver que la amplitud y forma de onda senoidal coinciden.

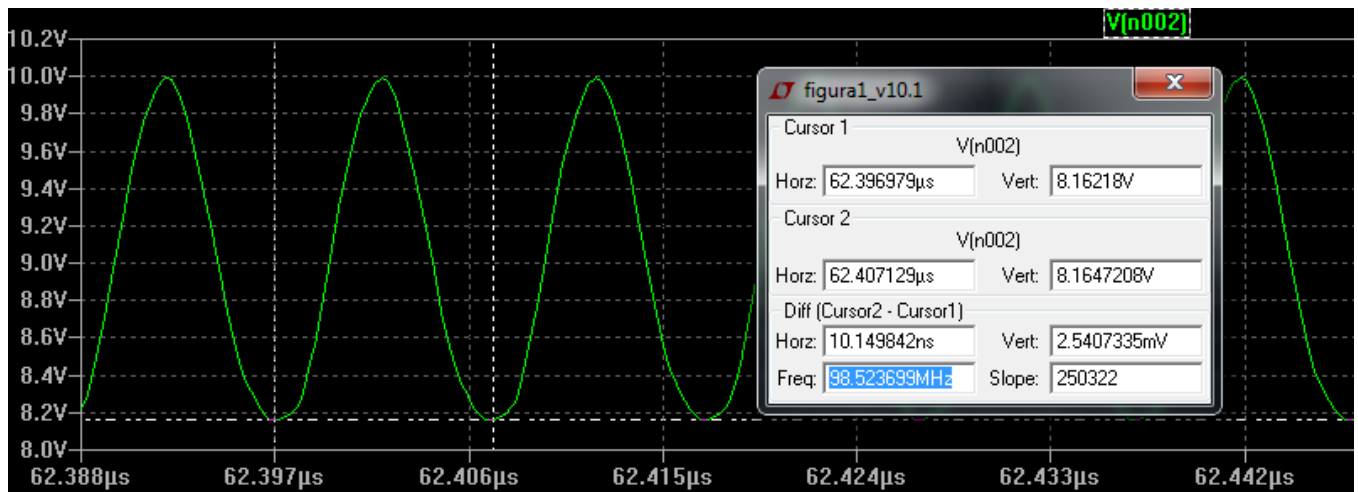


Figura 54. Señal simulada del oscilador.

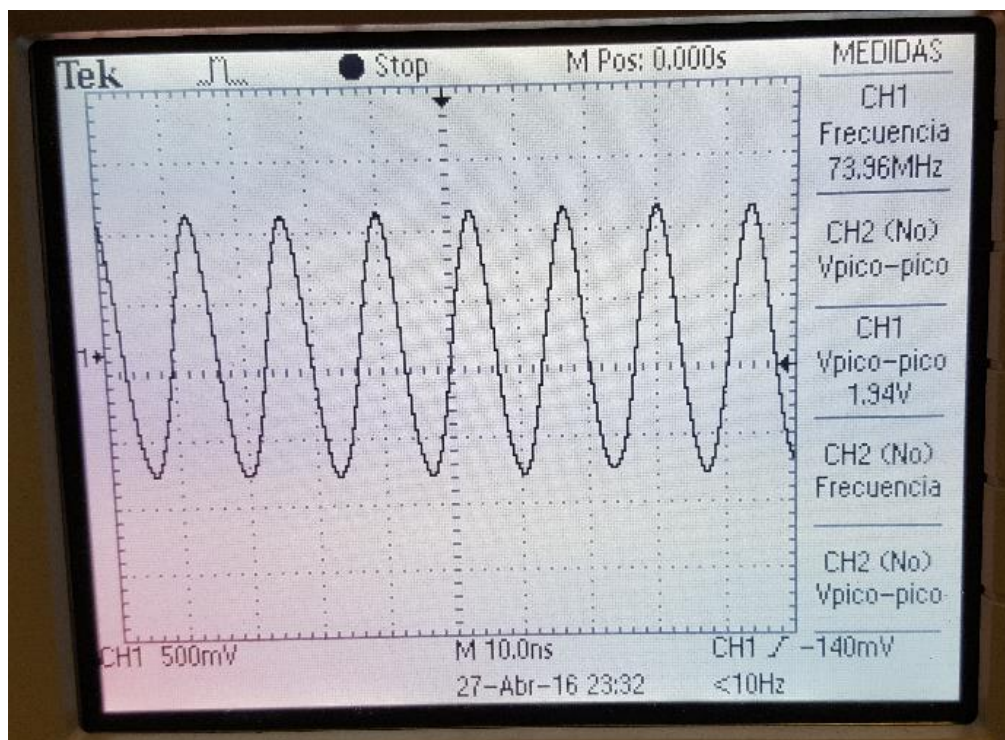


Figura 55. Señal oscilador real.

Como ya se han explicado las simulaciones y las fotos sobre la pantalla del osciloscopio con los resultados obtenidos en la práctica, aquí únicamente se comparan ambos resultados de manera visual.

Para no repetir el esquema del circuito, se van a nombrar los mismos puntos que los utilizados antes en la figura 49, donde de la misma manera, la señal cuadrada va a ser la que se consigue con el generador.

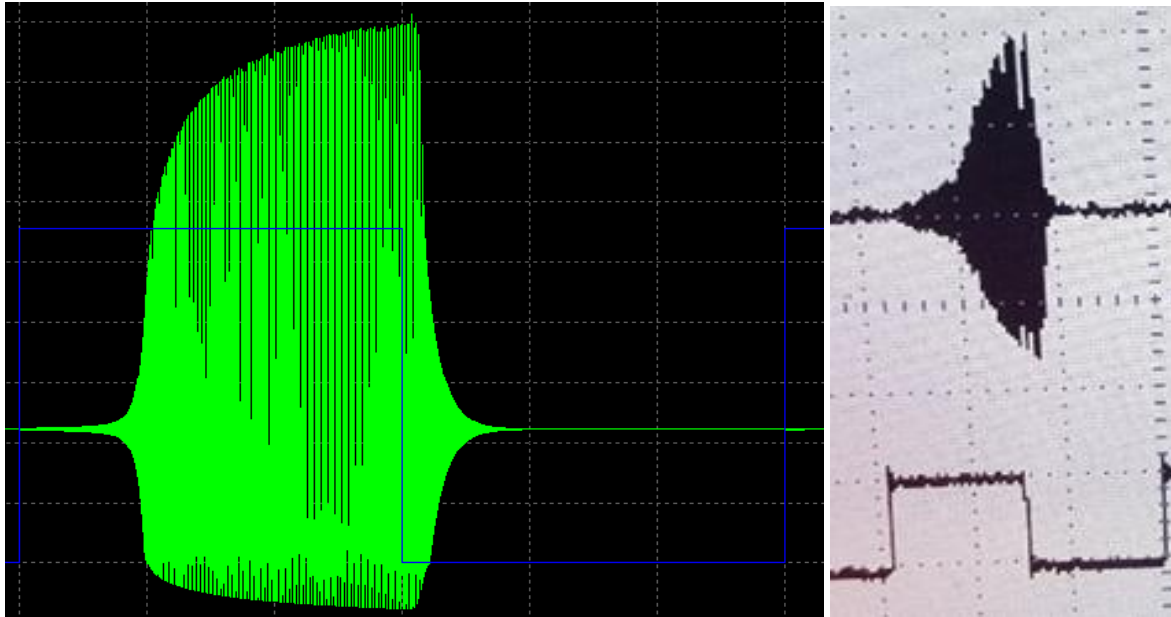


Figura 56. Comparación entre señal simulada y experimental en el punto 1.

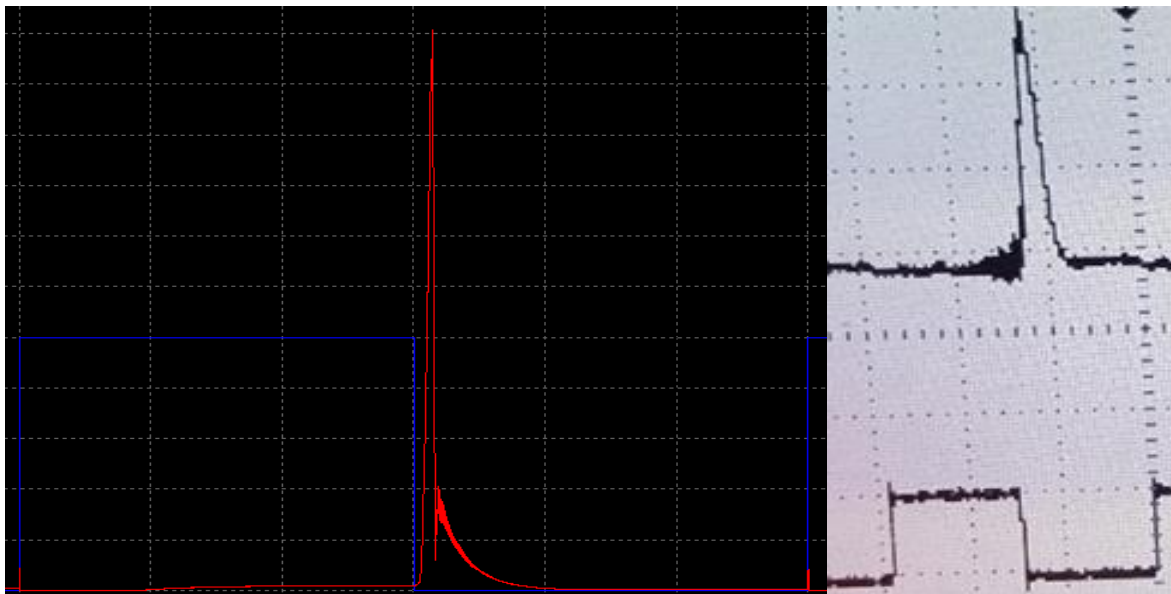


Figura 57. Comparación entre señal simulada y experimental en el punto 2.

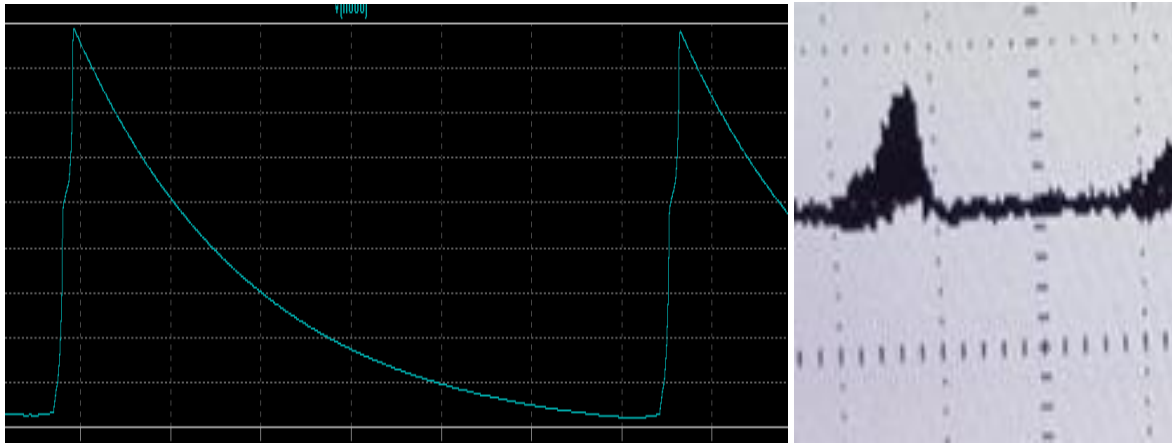


Figura 58. Comparación entre señal simulada y experimental en el punto 4.

5.- Conclusiones y mejoras

5.1.- Conclusiones

La realización del TFG supone un reto y una oportunidad de poner en práctica lo que has estudiado los últimos años. Hay que tener la convicción de lo que vas a realizar y ser consciente de que supondrá tiempo y esfuerzo.

En un proyecto de estas características se necesita una gran capacidad de autoaprendizaje. La búsqueda de información es clave, ya que se trata de un tema muy específico, y debes saber diferenciar lo que realmente te va a servir para desarrollar el trabajo. También debes intentar consultar con personas que puedan conocer el tema o sepan sobre asuntos similares. Todo esto se debe principalmente a que necesitarás conocimientos no adquiridos en el grado, o que no se hayan tratado con la profundidad necesaria para el desarrollo del trabajo.

El desconocimiento inicial es uno de los inconvenientes más difíciles de superar, por lo que se debe contrarrestar con la satisfacción de lograr avances e ir encontrando referencias y documentación útil.

Con el trabajo de fin de grado, entiendes la importancia y todo el esfuerzo que ha debido suponer conseguir los avances tecnológicos que se han producido, más aun cuando las herramientas eran más limitadas que las que existen actualmente.

Por lo tanto, para mí este trabajo ha merecido la pena y tengo que dar las gracias a mi tutor Luis, que ha sido capaz de resolver dudas y orientarme, lo que es de gran ayuda en momentos de dificultades para avanzar.

5.1.- Mejoras

El funcionamiento del circuito es el que se esperaba. Las pruebas de laboratorio definitivas se han realizado con la entrada de la onda cuadrada, lo que supone el uso de dos transistores y un generador de señal. Habría sido más interesante el funcionamiento del circuito con un solo elemento activo, el transistor de RF, y que los bloqueos los hubiera realizado el condensador de *feedback*, pero esto da menor libertad a la hora de realizar pruebas, al no poder modificar la frecuencia de bloqueo del transistor mientras el circuito está funcionando.

El diseño del oscilador no llega a trabajar dentro del rango de frecuencias asignadas a las radios comerciales en FM, comprendida entre los 88 y los 108 MHz. Que llegara a esta frecuencia habría sido interesante para poder escuchar alguna radio, ya que el circuito funciona.

Que no se consiga llegar a los 88 MHz se debe a que el transistor BC547C no puede trabajar a tanta frecuencia, y los otros dos transistores con los que se han hecho experimentos (2N2369A y BF494) no ofrecían una oscilación estable. Esto puede deberse a que el circuito de sintonía configurado de una manera, con el BC547C estaba limitado por el transistor, y con los otros iba a una frecuencia muy por encima del rango que se ha citado anteriormente. Aquí es donde aparece la limitación del osciloscopio, ya que si es el caso dicho anteriormente, no se puede ajustar, porque que el osciloscopio no ofrece correctamente la señal del oscilador.

Otra limitación es la de que la bobina de sintonía deba ser construida, esto hace que sea muy difícil conseguir la inductancia necesitada, al tratarse de un valor muy pequeño (lo que supone una precisión muy alta).

Al ser un circuito tan sensible, ayudaría a evitar las perturbaciones de otros equipos de radio próximos blindar la parte del circuito entre la antena y el transistor, o blindar la propia etapa detectora superregenerativa. Esto haría que no se captara el ruido radiado por la bobina de sintonía. Otra alternativa es conectar la antena directamente a la bobina de sintonía, en una de sus espiras.

Como el receptor tiene problemas de gran ruido de fondo, todo lo que se pueda hacer para aislar el circuito evita perturbaciones. Además, de igual forma el altavoz está conectado con dos cables soldados al adaptador, e igualmente es susceptible de influir en la calidad del sonido el hecho de no estar aislado.

6.- Planificación

La planificación es el proceso de toma de decisiones para conseguir el objetivo que se busca de la mejor forma posible. Para ello se debe tener en cuenta la situación en cada momento y los factores tanto internos como externos que puedan afectar para conseguir dicho objetivo.

En el desarrollo del proyecto, habrá labores que coincidan en el tiempo, y otras que no se puedan realizar hasta que acabe la anterior.

Para la planificación del TFG, se han tenido en cuenta seis procedimientos diferentes:

- **Información y documentación:** se va a realizar durante casi todo el proceso. Se ha llamado así a la búsqueda, compilación y entendimiento de las fuentes acerca del tema del proyecto, ya sean a través de internet, de libros o personas.
- **Simulaciones en LTspice:** se realizarán simulaciones desde casi el inicio del trabajo, empezando con las primeras pruebas con circuitos más sencillos, hasta llegar al definitivo.
- **Diseño PCB:** la placa de circuito impreso se diseña una vez se consigue que el circuito funcione tal como se espera en el programa de simulación.
- **Montaje PCB:** una vez se termina el diseño, se debe solicitar a los técnicos de laboratorio de la universidad que fabriquen la placa de circuito impreso. Es por esto que hay que esperar unos días hasta que la entregan y se puede empezar a montar el circuito.
- **Pruebas PCB:** Coincide en una fracción de tiempo con el montaje de la PCB, ya que se va montando el circuito por partes, viendo que funciona cada una, para que en caso de que hubiera algún problema (mala soldadura, por ejemplo), facilitar su detección.
- **Memoria:** aunque la información se ha ido recogiendo durante la realización del proyecto, la redacción de la memoria es el último proceso en comenzar, debido a que hay que tener las ideas claras para escribir el documento de la mejor forma posible.

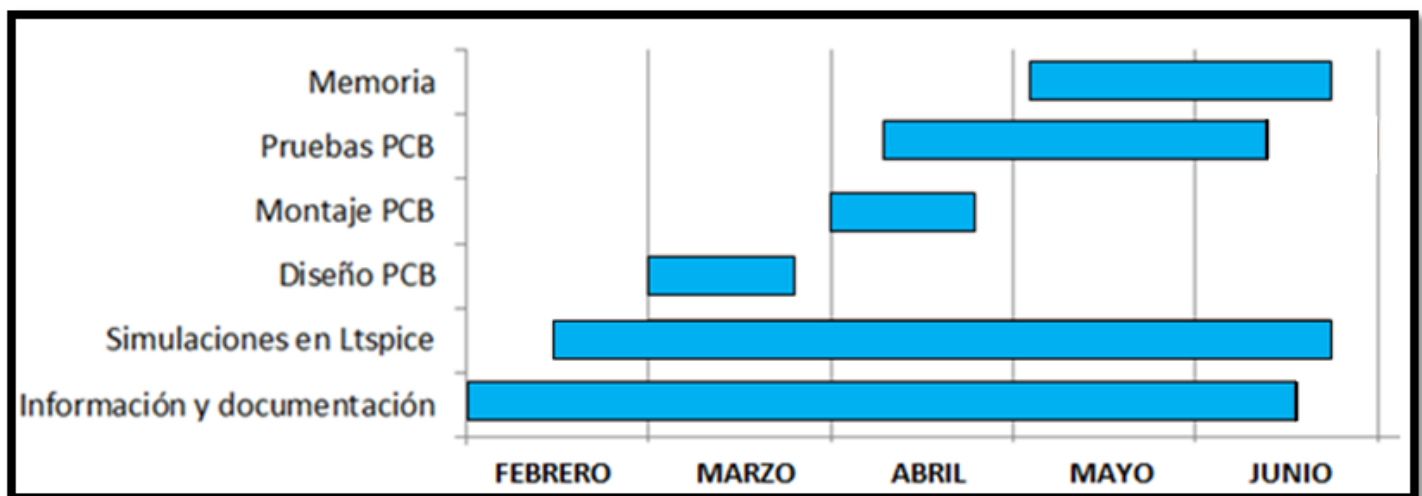


Figura 59. Gráfico de planificación.

7.- Presupuesto

Para calcular el presupuesto necesario para realizar el proyecto hay que tener en cuenta el coste de materiales y el coste de personal.

Presupuesto de materiales

En este apartado es principal aplicar la amortización de algunos de los materiales, dado que se utilizan herramientas que no son exclusivamente para la realización del proyecto.

Según la Ley aprobada el 27 de noviembre de 2014, con fecha de entrada en vigor del 1 de enero de 2015 del Impuesto sobre Sociedades, la amortización para equipos electrónicos destinados a procesos de información es de un 25% en un total de 8 años.

Para calcular el coste de los materiales a los que se le aplica lo explicado anteriormente, se utiliza la siguiente fórmula:

$$\text{Coste de amortización} = (\text{Precio del bien} \times \text{coeficiente de amortización} \times \text{meses}) / 12$$

Donde el coeficiente de amortización es 0,25 (25%) y los meses son el tiempo para la realización del proyecto, que son cinco.

Material	Descripción	Precio	Coste de amortización	Coste para el proyecto
Ordenador	Portátil Samsung COREi5 Windows	699 €	$(699 \times 0,25 \times 5) / 12$	72,81 €
Pila	Energeizer 4,5V	2 × 4 €		8 €
Altavoz	X-mini	15,96 €	$(15,96 \times 0,25 \times 5) / 12$	3,33 €
Osciloscopio	Tektronix TDS1012B	1930 €	$(1930 \times 0,25 \times 5) / 12$	201 €
Generador onda	Wavetek Meterman FG3C	519 €	$(519 \times 0,25 \times 5) / 12$	54 €
Circuito impreso	Solicitud de un diseño por primera vez	300 €		300 €
Componentes	Componentes del circuito	10 €		10 €
			TOTAL:	649,14 €

Tabla 3. Presupuesto de materiales.

Presupuesto de personal

Para conseguir una cifra aproximada respecto al sueldo para personal, se va a utilizar uno de los últimos datos publicados sobre el salario medio en España en 2015. Este se sitúa en 26.259 €, es decir, 2.188 euros al mes si se hace el cálculo suponiendo 12 pagas anuales.

Como este proyecto corresponde a un autor con poca experiencia, se puede asumir que se trataría de un contrato en prácticas, por lo que el salario debe ser como mínimo el 60% del salario que correspondería al puesto donde está desarrollando su trabajo.

Con lo citado anteriormente, se puede calcular un sueldo aproximado para la persona que realiza dicho trabajo mediante la expresión:

Coste salario = (Sueldo medio × porcentaje contrato prácticas × meses trabajados)

Sueldo medio	% contrato en prácticas	Duración	Coste salario	Coste de personal
2.188 €	60%	5 meses	(2188×0,6×5)	6.564 €

Tabla 4. Presupuesto de personal.

Presupuesto total

Por lo tanto, el presupuesto total del proyecto es la suma de los dos costes calculados anteriormente:

CATEGORÍA	COSTE
Materiales	649,14 €
Personal	6.564 €
TOTAL	7.213,14 €

Tabla 5. Presupuesto total.

8.- Bibliografía

- 1) Amplificadores de Potencia [en línea]
 Disponible en web: <<http://unicrom.com/amplificadores-de-potencia-clasificacion/>>
 [Último acceso: abril 2016]

- 2) La banda de VHF-UHF: Descripción y propagación. [en línea]
 Disponible en web: <<http://www.bandasaltas.com.ar/files/Propagacion%20VHF-UHF.pdf>>
 [Último acceso: mayo 2016]

- 3) Transmisión de datos por RF. [en línea]
 Disponible en web:
 <<http://www.ptolomeo.unam.mx:8080/xmlui/bitstream/handle/132.248.52.100/701/A7.pdf?sequence=7>>
 [Último acceso: mayo 2016]

- 4) Prontuario de OrCAD Layout UPV (4 partes). [en línea]
 Disponible en web: <<https://www.youtube.com/watch?v=F1Z4xA9vzLo>>
 Disponible en web: <<https://www.youtube.com/watch?v=AKXxVt3KiwQ>>
 Disponible en web: <<https://www.youtube.com/watch?v=7E2ARU8l-gw>>
 Disponible en web: <<https://www.youtube.com/watch?v=OswJdrSZzRQ>>
 [Último acceso: abril 2016]

- 5) Adel S. Sedra y Kenneth C. Smith. “*Circuitos microelectrónicos*”. Eduardo Ramírez Grycuk y Jorge Humberto Romo Muñoz (traductores). Cuarta edición. Universidad de Toronto: OXFORD University Press, 1999. ISBN 0-19-511663-1.

- 6) Brian Otis y Jan Rabaey. “*Ultra-low power Wireless technologies for sensor networks*”. Primera edición. Massachusetts Institute of Technology: Springer, 2007. ISBN 978-0-387-30930-9.

- 7) Cap. 1.2.- Osciladores segunda parte. [en línea]
 Disponible en web:
 <<http://www.profesores.frc.utn.edu.ar/electronica/ElectronicaAplicadaIII/Aplicada/Cap01Osciladores2parte.pdf>>
 [Último acceso: junio 2016]

- 8) Cap. 4. Recepción de modulación de amplitud. [en línea]
 Disponible en web:
 <<http://www.profesores.frc.utn.edu.ar/electronica/ElectronicaAplicadaIII/Aplicada/Cap04RecepciondeAM.pdf>>
 [Último acceso: junio 2016]

- 9) Receptor superheterodino. [en línea]
Disponible en web:
< <http://electronicaCompleta.com/lecciones/receptor-superheterodino/> >
[Último acceso: mayo 2016]
- 10) Receptor superregenerativo para VHF. [en línea]
Disponible en web:
< <https://es.scribd.com/doc/16314138/Receptor-Super-regenerativo-VHF> >
[Último acceso: mayo 2016]
- 11) FM Superregenerative receiver. [en línea]
Disponible en web:
< <http://siva666siva.webs.com/fm.pdf> >
[Último acceso: marzo 2016]
- 12) Receptores de radio. [en línea]
Disponible en web:
<http://www2.ulpgc.es/hege/almacen/download/7053/7053985/tema_2_2007_2008_b.pdf>
[Último acceso: mayo 2016]
- 13) Filtros activos. [en línea]
Disponible en web:
< <http://www2.ulpgc.es/hege/almacen/download/29/29861/filtros.pdf> >
[Último acceso: marzo 2016]
- 14) Capítulo IV. Transmisión de datos por RF.
Disponible en web:
<<http://www.ptolomeo.unam.mx:8080/xmlui/bitstream/handle/132.248.52.100/701/A7.pdf?sequence=7> >
[Último acceso: abril 2016]
- 15) Cuadro nacional de atribución de frecuencias (CNAF).
Disponible en web:
< <http://www.minetur.gob.es/telecomunicaciones/Espectro/Paginas/CNAF.aspx> >
[Último acceso: junio 2016]

9.- Normativa

TFG Receptor superregenerativo para la banda de FM

ISM (Industrial, Scientific and Medical) son bandas reservadas internacionalmente para uso no comercial de radiofrecuencia electromagnética en áreas industrial, científica y médica. En la actualidad estas bandas han sido popularizadas por su uso en comunicaciones WLAN (Wi-Fi). El uso de estas bandas de frecuencia está abierto a todo el mundo sin necesidad de licencia, respetando las regulaciones que limitan los niveles de potencia transmitida.

El Cuadro internacional de atribución de bandas de frecuencias, que figura en el artículo 5 del Reglamento de Radiocomunicaciones, especifica algunas bandas de frecuencia que pueden estar disponibles para las aplicaciones ISM: 6765 a 6795 kHz (frecuencia central 6780 kHz), 433,05 a 434,79 MHz.

En la tabla 6 se muestra un extracto de la tabla de atribución de frecuencias que se puede conseguir en la web del Ministerio de Industria, Energía y Turismo a través del cuadro nacional de atribución de frecuencias (CNAF).

ATRIBUCIÓN A LOS SERVICIOS según el RR de la UIT			ATRIBUCIÓN NACIONAL	USOS	OBSERVACIONES
75,2 - 137,175 MHz			75,2 – 137,175 MHz		
Región 1	Región 2	Región 3			
75,2 - 87,5 FIJO MÓVIL, salvo móvil aeronáutico 5.175 5.179 5.187	75,2 - 75,4 FIJO MÓVIL 5.179		75,2 - 87,5 FIJO MÓVIL, salvo móvil aeronáutico	* *	UN-132, UN-154, UN-156 * Usos M y C (según notas UN)
	75,4 - 76 FIJO MÓVIL	75,4 - 87 FIJO MÓVIL			
	76 - 88 RADIODIFUSIÓN Fijo Móvil	5.182 5.183 5.188			
	87,5 - 100 RADIODIFUSIÓN 5.185	87 - 100 FIJO MÓVIL RADIODIFUSIÓN			
5.190	88 - 100 RADIODIFUSIÓN		87,5 - 108 RADIODIFUSIÓN	P	UN-17 Radiodifusión sonora en ondas métricas (FM)
100 - 108	RADIODIFUSIÓN 5.192 5.194		108 - 117,975 RADIONAVEGACIÓN AERONÁUTICA	R	5.197A
108 - 117,975	RADIONAVEGACIÓN AERONÁUTICA 5.197 5.197A				

Tabla 6. Atribución de frecuencias.

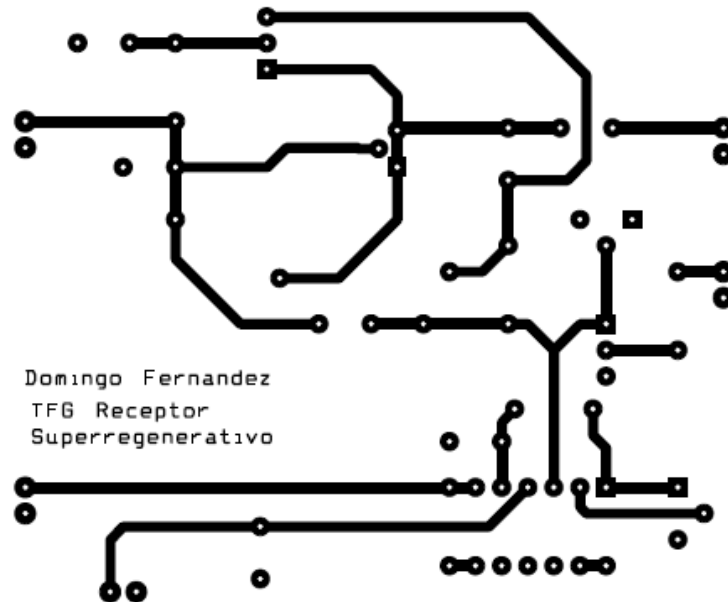
Fuente: <http://www.minetur.gob.es/telecomunicaciones/Espectro/CNAF/cuadroAtribuciones2013.pdf>

- LTspice IV. Licencia: *Freeware* (gratis). Es un simulador SPICE alto rendimiento, captura esquemática y visor en forma de ondas, con mejoras y modelos para facilitar la simulación.
- OrCAD 15.7. *Software* no libre. Disponible en la universidad Carlos III de Madrid. Potente *software* para el diseño de placas de circuito impreso.

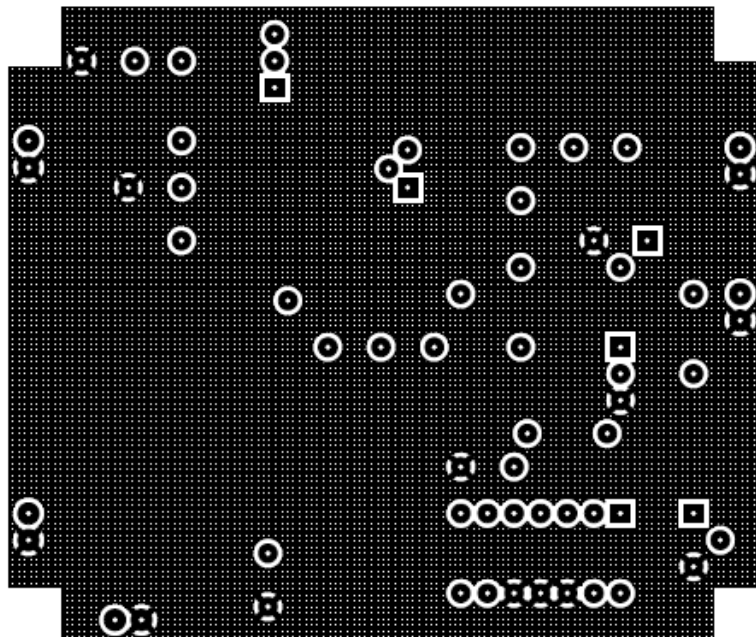
10.- Anexos

10.1.- Planos (PCB)

TOP




BOTTOM



10.2.- Hoja de los transistores y del operacional

10.2.1.- BC547


BC546/547/548/549/550



BC546/547/548/549/550

Switching and Applications

- High Voltage: BC546, $V_{CE0}=65V$
- Low Noise: BC549, BC550
- Complement to BC556 ... BC560



TO-92
1. Collector 2. Base 3. Emitter

NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_a=25^\circ C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : BC546	80	V
	: BC547/550	50	V
	: BC548/549	30	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : BC546	65	V
	: BC547/550	45	V
	: BC548/549	30	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage : BC546/547	6	V
	: BC548/549/550	5	V
I_C	Collector Current (DC)	100	mA
P_C	Collector Power Dissipation	500	mW
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ C$
T_{STG}	Storage Temperature	-65 ~ 150	$^\circ C$

Electrical Characteristics $T_a=25^\circ C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
I_{CBO}	Collector Cut-off Current	$V_{CB}=30V, I_E=0$			15	nA
h_{FE}	DC Current Gain	$V_{CE}=5V, I_C=2mA$	110		800	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C=10mA, I_B=0.5mA$		90	250	mV
		$I_C=100mA, I_B=5mA$		200	600	mV
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C=10mA, I_B=0.5mA$		700		mV
		$I_C=100mA, I_B=5mA$		900		mV
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$V_{CE}=5V, I_C=2mA$	580	660	700	mV
		$V_{CE}=5V, I_C=10mA$			720	mV
f_T	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE}=5V, I_C=10mA, f=100MHz$		300		MHz
C_{ob}	Output Capacitance	$V_{CB}=10V, I_E=0, f=1MHz$		3.5	8	pF
C_{ib}	Input Capacitance	$V_{EB}=0.5V, I_C=0, f=1MHz$		9		pF
NF	Noise Figure : BC546/547/548 : BC549/550 : BC549 : BC550	$V_{CE}=5V, I_C=200\mu A$		2	10	dB
		$f=1KHz, R_G=2K\Omega$		1.2	4	dB
		$V_{CE}=5V, I_C=200\mu A$		1.4	4	dB
		$R_G=2K\Omega, f=30\sim 15000MHz$		1.4	3	dB

h_{FE} Classification

Classification	A	B	C
h_{FE}	110 ~ 220	200 ~ 450	420 ~ 800

Typical Characteristics

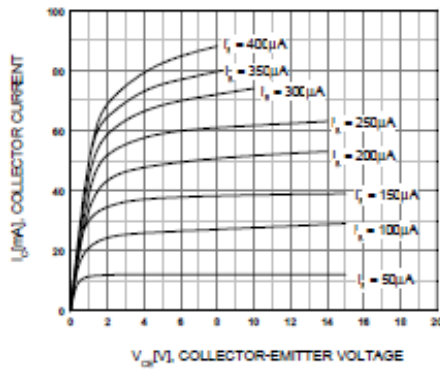


Figure 1. Static Characteristic

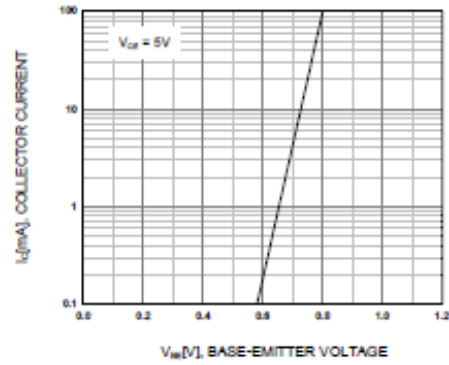


Figure 2. Transfer Characteristic

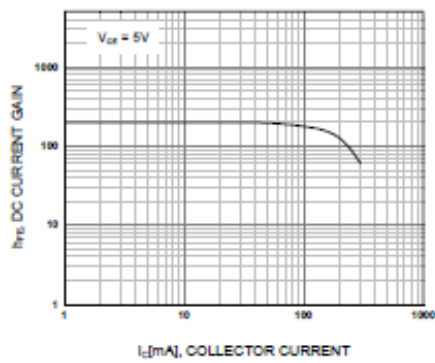


Figure 3. DC current Gain

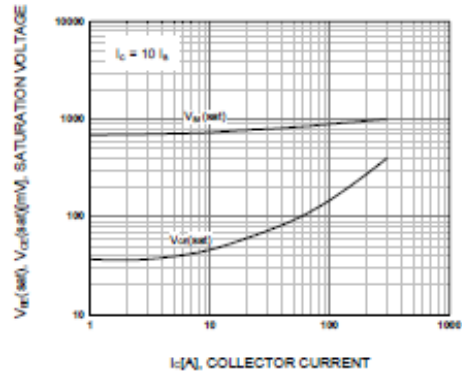


Figure 4. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

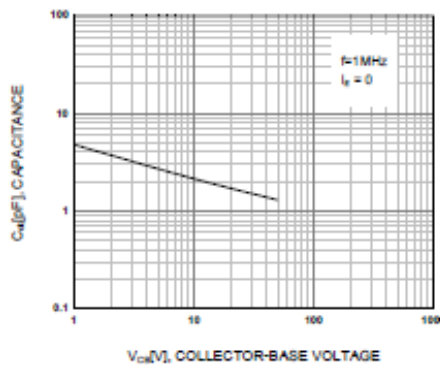


Figure 5. Output Capacitance

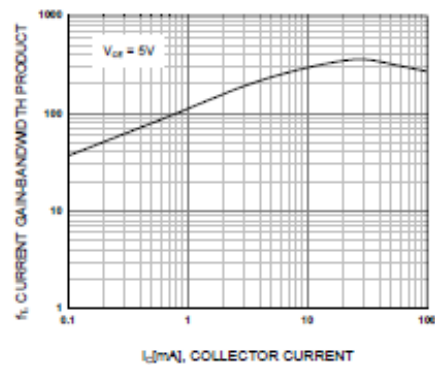


Figure 6. Current Gain Bandwidth Product

10.2.2.- 2N2369A

Philips Semiconductors

Product specification

NPN switching transistor

2N2369

FEATURES

- Low current (max. 200 mA)
- Low voltage (max. 15 V).

APPLICATIONS

- High-speed switching
- VHF amplification.

DESCRIPTION

NPN switching transistor in a TO-18 metal package.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	collector, connected to case

Fig.1 Simplified outline (TO-18) and symbol.

QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CB0}	collector-base voltage	open emitter	–	40	V
V_{CE0}	collector-emitter voltage	open base	–	15	V
I_C	collector current (DC)		–	200	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	–	360	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 1\text{ V}; T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	40	120	
f_T	transition frequency	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	500	–	MHz
t_{off}	turn-off time	$I_{Con} = 10\text{ mA}; I_{Bon} = 3\text{ mA}; I_{Boff} = -1.5\text{ mA}$	–	30	ns

NPN switching transistor

2N2369

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CB0}	collector-base voltage	open emitter	—	40	V
V_{CE0}	collector-emitter voltage	open base	—	15	V
V_{EB0}	emitter-base voltage	open collector	—	5	V
I_C	collector current (DC)		—	200	mA
I_{CM}	peak collector current	$t_p = 10 \text{ ms}$	—	300	mA
I_{BM}	peak base current		—	100	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25 \text{ }^\circ\text{C}$	—	360	mW
T_{stg}	storage temperature		−65	+150	$^\circ\text{C}$
T_j	junction temperature		—	200	$^\circ\text{C}$
T_{amb}	operating ambient temperature		−65	+150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{\theta j-a}$	thermal resistance from junction to ambient	in free air	480	K/W
$R_{\theta j-c}$	thermal resistance from junction to case		145	K/W

NPN switching transistor

2N2369

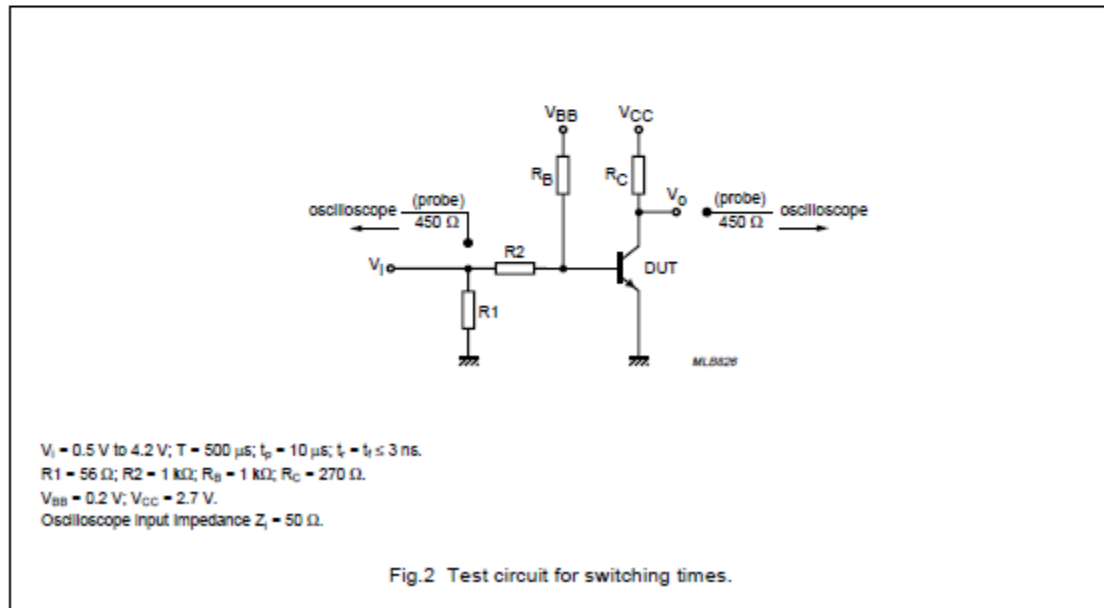
CHARACTERISTICS

$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	$I_E = 0; V_{CB} = 20\text{ V}$	—	400	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 20\text{ V}; T_J = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$	—	30	μA
I_{EBO}	emitter cut-off current	$I_C = 0; V_{EB} = 4\text{ V}$	—	100	nA
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 1\text{ V}; \text{note 1}$	40	120	
		$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 1\text{ V}; T_J = -55\text{ }^{\circ}\text{C}; \text{note 1}$	20	—	
		$I_C = 100\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; \text{note 1}$	20	—	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	$I_C = 10\text{ mA}; I_B = 1\text{ mA}$	—	250	mV
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage	$I_C = 10\text{ mA}; I_B = 1\text{ mA}$	700	850	mV
C_c	collector capacitance	$I_E = I_C = 0; V_{CB} = 5\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	—	4	pF
f_T	transition frequency	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	500	—	MHz
Switching times (between 10% and 90% levels); see Fig.2					
t_{on}	turn-on time	$I_{Con} = 10\text{ mA}; I_{Bon} = 3\text{ mA}; I_{Boff} = -1.5\text{ mA}$	—	10	ns
t_d	delay time		—	4	ns
t_r	rise time		—	6	ns
t_{off}	turn-off time		—	30	ns
t_s	storage time		—	15	ns
t_f	fall time		—	15	ns

Note

1. Pulse test: $t_p \leq 300\text{ }\mu\text{s}$; $\delta \leq 0.01$.



10.2.3.- BF494

Philips Semiconductors

Product specification

NPN medium frequency transistors

BF494; BF495

FEATURES

- Low current (max. 30 mA)
- Low voltage (max. 20 V).

APPLICATIONS

- HF applications in radio and television receivers
- FM tuners
- Low noise AM mixer-oscillators
- IF amplifiers in AM/FM receivers.

DESCRIPTION

NPN medium frequency transistor in a TO-92; SOT54 plastic package.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	base
2	emitter
3	collector

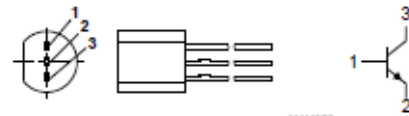


Fig.1 Simplified outline (TO-92; SOT54) and symbol.

QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CB0}	collector-base voltage	open emitter	—	30	V
V_{CE0}	collector-emitter voltage	open base	—	20	V
I_{CM}	peak collector current		—	30	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$	—	300	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 1\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	67 35	220 125	
f_T	transition frequency	$I_C = 1\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	120	—	MHz

NPN medium frequency transistors

BF494; BF495

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CB0}	collector-base voltage	open emitter	—	30	V
V_{CE0}	collector-emitter voltage	open base	—	20	V
V_{EB0}	emitter-base voltage	open collector	—	5	V
I_C	collector current (DC)		—	30	mA
I_{CM}	peak collector current		—	30	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; note 1	—	300	mW
T_{stg}	storage temperature		-65	+150	$^{\circ}\text{C}$
T_j	junction temperature		—	150	$^{\circ}\text{C}$
T_{amb}	operating ambient temperature		-65	+150	$^{\circ}\text{C}$

Note

1. Transistor mounted on an FR4 printed-circuit board.

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
R_{thja}	thermal resistance from junction to ambient	note 1	420	K/W

Note

1. Transistor mounted on an FR4 printed-circuit board.

CHARACTERISTICS

 $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	$I_E = 0$; $V_{CB} = 20\text{ V}$	—	100	nA
		$I_E = 0$; $V_{CB} = 20\text{ V}$; $T_{amb} = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$	—	4	μA
I_{EBO}	emitter cut-off current	$I_C = 0$; $V_{EB} = 4\text{ V}$	—	100	nA
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 1\text{ mA}$; $V_{CE} = 10\text{ V}$			
	BF494		67	220	
	BF494B		100	220	
	BF495		35	125	
	BF495B		100	125	
V_{BE}	base-emitter voltage	$I_C = 1\text{ mA}$; $V_{CE} = 10\text{ V}$	650	740	mV
C_{re}	feedback capacitance	$I_C = 0$; $V_{CB} = 10\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$	—	1	pF
f_T	transition frequency	$I_C = 1\text{ mA}$; $V_{CE} = 10\text{ V}$; $f = 100\text{ MHz}$	120	—	MHz

10.2.4.- LM324N

Philips Semiconductors

Product specification

Low power quad op amps

**LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902**

DESCRIPTION

The LM124/SA534/LM2902 series consists of four independent, high-gain, internally frequency-compensated operational amplifiers designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages.

UNIQUE FEATURES

In the linear mode, the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.

The unity gain crossover frequency and the input bias current are temperature-compensated.

FEATURES

- Internally frequency-compensated for unity gain
- Large DC voltage gain: 100dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1MHz (temperature-compensated)
- Wide power supply range Single supply: $3V_{DC}$ to $30V_{DC}$ or dual supplies: $\pm 1.5V_{DC}$ to $\pm 15V_{DC}$
- Very low supply current drain: essentially independent of supply voltage (1mW/op amp at $+5V_{DC}$)
- Low input biasing current: $45nA_{DC}$ (temperature-compensated)
- Low input offset voltage: $2mV_{DC}$ and offset current: $5nA_{DC}$
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage: $0V_{DC}$ to $V_{DC}-1.5V_{DC}$ swing

PIN CONFIGURATION

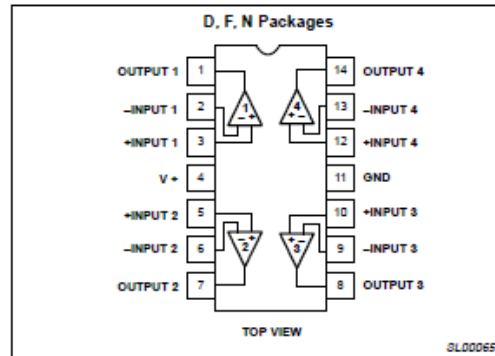


Figure 1. Pin Configuration

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55°C to +125°C	LM124N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	LM124F	0581B
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-25°C to +85°C	LM224N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-25°C to +85°C	LM224F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-25°C to +85°C	LM224D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0°C to +70°C	LM324N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	0°C to +70°C	LM324F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0°C to +70°C	LM324D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0°C to +70°C	LM324AN	SOT27-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0°C to +70°C	LM324AD	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +85°C	SA534N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-40°C to +85°C	SA534F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40°C to +85°C	SA534D	SOT108-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40°C to +125°C	LM2902D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +125°C	LM2902N	SOT27-1

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V_{CC}	Supply voltage	32 or ± 16	V_{DC}
V_{IN}	Differential input voltage	32	V_{DC}
V_{IN}	Input voltage	-0.3 to +32	V_{DC}
P_D	Maximum power dissipation, $T_A=25^\circ\text{C}$ (still-air) ¹		
	N package	1420	mW
	F package	1190	mW
	D package	1040	mW
	Output short-circuit to GND one amplifier ² $V_{CC}<15V_{DC}$ and $T_A=25^\circ\text{C}$	Continuous	
I_{IN}	Input current ($V_{IN}<-0.3V$) ³	50	mA
T_A	Operating ambient temperature range		$^\circ\text{C}$
	LM324/A	0 to +70	$^\circ\text{C}$
	LM224	-25 to +85	$^\circ\text{C}$
	SA534	-40 to +85	$^\circ\text{C}$
	LM2902	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
	LM124	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
T_{SOLD}	Lead soldering temperature (10sec max)	300	$^\circ\text{C}$

NOTES:

- Derate above 25°C at the following rates:
F package at $9.5\text{mW}/^\circ\text{C}$
N package at $11.4\text{mW}/^\circ\text{C}$
D package at $8.3\text{mW}/^\circ\text{C}$
- Short-circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40mA, independent of the magnitude of V_{CC} . At values of supply voltage in excess of $+15V_{DC}$ continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction.
- This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input bias clamps. In addition, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This action can cause the output voltages of the op amps to go to the $V+$ rail (or to ground for a large overdrive) during the time that the input is driven negative.

Low power quad op amps

 LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC}=5V$, $T_A=25^{\circ}C$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM124/LM224			LM324/SA534/LM2902			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Offset voltage ¹	$R_S=0\Omega$		± 2	± 5		± 2	± 7	mV
		$R_S=0\Omega$, over temp.			± 7			± 9	
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Temperature drift	$R_S=0\Omega$, over temp.		7			7		$\mu V/^{\circ}C$
I_{BIAS}	Input current ²	$I_{IN}(+)$ or $I_{IN}(-)$		45	150		45	250	nA
		$I_{IN}(+)$ or $I_{IN}(-)$, over temp.		40	300		40	500	
$\Delta I_{BIAS}/\Delta T$	Temperature drift	Over temp.		50			50		$pA/^{\circ}C$
I_{OS}	Offset current	$I_{IN}(+)-I_{IN}(-)$		± 3	± 30		± 5	± 50	nA
		$I_{IN}(+)-I_{IN}(-)$, over temp.			± 100			± 150	
$\Delta I_{OS}/\Delta T$	Temperature drift	Over temp.		10			10		$pA/^{\circ}C$
V_{CM}	Common-mode voltage range ³	$V_{CC}\leq 30V$	0		$V_{CC}-1.5$	0		$V_{CC}-1.5$	V
		$V_{CC}\leq 30V$, over temp.	0		$V_{CC}-2$	0		$V_{CC}-2$	
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{CC}=30V$	70	85		65	70		dB
V_{OUT}	Output voltage swing	$R_L=2k\Omega$, $V_{CC}=30V$, over temp.	26			26			V
V_{OH}	Output voltage high	$R_L\leq 10k\Omega$, $V_{CC}=30V$, over temp.	27	28		27	28		V
V_{OL}	Output voltage low	$R_L\leq 10k\Omega$, over temp.		5	20		5	20	mV
I_{CC}	Supply current	$R_L=\infty$, $V_{CC}=30V$, over temp.		1.5	3		1.5	3	mA
		$R_L=\infty$, over temp.		0.7	1.2		0.7	1.2	
A_{VOL}	Large-signal voltage gain	$V_{CC}=15V$ (for large V_O swing), $R_L\geq 2k\Omega$	50	100		25	100		V/mV
		$V_{CC}=15V$ (for large V_O swing), $R_L\geq 2k\Omega$, over temp.	25			15			
	Amplifier-to-amplifier coupling ⁵	$f=1kHz$ to $20kHz$, input referred		-120			-120		dB
PSRR	Power supply rejection ratio	$R_S\leq 0\Omega$	65	100		65	100		dB
I_{OUT}	Output current source	$V_{IN}=+1V$, $V_{IN}=0V$, $V_{CC}=15V$	20	40		20	40		mA
		$V_{IN}=+1V$, $V_{IN}=0V$, $V_{CC}=15V$, over temp.	10	20		10	20		
	sink	$V_{IN}=+1V$, $V_{IN}=0V$, $V_{CC}=15V$	10	20		10	20		
		$V_{IN}=+1V$, $V_{IN}=0V$, $V_{CC}=15V$, over temp.	5	8		5	8		
		$V_{IN}=+1V$, $V_{IN}=0V$, $V_O=200mV$	12	50		12	50		μA
I_{SC}	Short-circuit current ⁴		10	40	60	10	40	60	mA
GBW	Unity gain bandwidth			1			1		MHz
SR	Slew rate			0.3			0.3		V/ μs
V_{NOISE}	Input noise voltage	$f=1kHz$		40			40		nV/ \sqrt{Hz}
V_{DIFF}	Differential input voltage ³				V_{CC}			V_{CC}	V

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

 $V_{CC}=5V$, $T_A=25^\circ C$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM324A			UNIT
			Min	Typ	Max	
V_{OS}	Offset voltage ¹	$R_S=0\Omega$		± 2	± 3	mV
		$R_S=0\Omega$, over temp.			± 5	
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Temperature drift	$R_S=0\Omega$, over temp.		7	30	$\mu V/^\circ C$
I_{BIAS}	Input current ²	$I_{IN}(+)$ or $I_{IN}(-)$		45	100	nA
		$I_{IN}(+)$ or $I_{IN}(-)$, over temp.		40	200	
$\Delta I_{BIAS}/\Delta T$	Temperature drift	Over temp.		50		$pA/^\circ C$
I_{OS}	Offset current	$I_{IN}(+)-I_{IN}(-)$		± 5	± 30	nA
		$I_{IN}(+)-I_{IN}(-)$, over temp.			± 75	
$\Delta I_{OS}/\Delta T$	Temperature drift	Over temp.		10	300	$pA/^\circ C$
V_{CM}	Common-mode voltage range ³	$V_{CC}\leq 30V$	0		$V_{CC}-1.5$	V
		$V_{CC}\leq 30V$, over temp.	0		$V_{CC}-2$	V
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{CC}=30V$	65	85		dB
V_{OUT}	Output voltage swing	$R_L=2k\Omega$, $V_{CC}=30V$, over temp.	26			V
V_{OH}	Output voltage high	$R_L\leq 10k\Omega$, $V_{CC}=30V$, over temp.	27	28		V
V_{OL}	Output voltage low	$R_L\leq 10k\Omega$, over temp.		5	20	mV
I_{CC}	Supply current	$R_L=\infty$, $V_{CC}=30V$, over temp.		1.5	3	mA
		$R_L=\infty$, over temp.		0.7	1.2	
A_{VOL}	Large-signal voltage gain	$V_{CC}=15V$ (for large V_O swing), $R_L\geq 2k\Omega$	25	100		V/mV
		$V_{CC}=15V$ (for large V_O swing), $R_L\geq 2k\Omega$, over temp.	15			V/mV
	Amplifier-to-amplifier coupling ⁵	$f=1kHz$ to $20kHz$, input referred		-120		dB
PSRR	Power supply rejection ratio	$R_S=0\Omega$	65	100		dB
I_{OUT}	Output current source	$V_{IN+}=+1V$, $V_{IN-}=0V$, $V_{CC}=15V$	20	40		mA
		$V_{IN+}=+1V$, $V_{IN-}=0V$, $V_{CC}=15V$, over temp.	10	20		
	Output current sink	$V_{IN-}=+1V$, $V_{IN+}=0V$, $V_{CC}=15V$	10	20		mA
		$V_{IN-}=+1V$, $V_{IN+}=0V$, $V_{CC}=15V$, over temp.	5	8		
		$V_{IN-}=+1V$, $V_{IN+}=0V$, $V_O=200mV$	12	50		
I_{SC}	Short-circuit current ⁴		10	40	60	mA
V_{DIFF}	Differential input voltage ³				V_{CC}	V
GBW	Unity gain bandwidth			1		MHz
SR	Slew rate			0.3		V/ μs
$V_{N(1/f)}$	Input noise voltage	$f=1kHz$		40		nV/ \sqrt{Hz}

NOTES:

- $V_O \approx 1.4V_{DC}$, $R_S=0\Omega$ with V_{CC} from 5V to 30V and over full input common-mode range ($0V_{DC}$ to $V_{CC}-1.5V$).
- The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
- The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V_{CC}-1.5$, but either or both inputs can go to +32V without damage.
- Short-circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of V_{CC} . At values of supply voltage in excess of +15V_{DC}, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.
- Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of coupling increases at higher frequencies.